

Trabajo Fin de Grado  
Grado en Ingeniería de las Tecnologías  
Industriales  
Intensificación Eléctrica

# Diseño de un Motor de Flujo Axial de Imanes Permanentes

Autora: María Auxiliadora Simón Gómez  
Tutores: Vicente Simón Sempere  
Manuel Burgos Payán

Dep. Ingeniería Eléctrica  
Escuela Técnica Superior de Ingeniería  
Universidad de Sevilla

Sevilla, 2017





Trabajo Fin de Grado  
Grado en Ingeniería de las Tecnologías Industriales

# **Diseño de un Motor de Flujo Axial de Imanes Permanentes**

Autora:  
María Auxiliadora Simón Gómez

Tutores:  
Vicente Simón Sempere  
Profesor titular de Universidad  
Manuel Burgos Payán  
Catedrático de Universidad

Dep. de Ingeniería Eléctrica  
Escuela Técnica Superior de Ingeniería  
Universidad de Sevilla  
Sevilla, 2017





## Resumen

En este proyecto se diseña un motor de flujo axial de imanes permanentes (MFAIP) de devanado concentrado. En primer lugar, se estudian los principios de funcionamiento de los motores de imanes permanentes, tanto los convencionales de flujo radial como los de flujo axial. A continuación se aplican los conceptos estudiados al diseño analítico de un MFAIP a partir de un conjunto de datos de partida. Posteriormente se realiza la simulación mediante el programa de elementos finitos Maxwell.

Este proyecto también comprende el diseño de la bancada del motor, las partes constructiva del MFAIP y la fabricación del conjunto. Para la comprobación de los resultados se realizó una batería de ensayos con diferentes configuraciones de imanes y estatores. De este modo, se han obtenido resultados por tres procedimientos diferentes: analítico, elementos finitos y experimental, obteniéndose como resultado la validez de los tres métodos citados.

## Abstract

In this project, an axial flux permanent magnet (AFPM) motor with concentrated winding was designed. To begin, the principles of operation of permanent magnet motors were studied, both conventional radial flux and axial flux. After that, the concepts mentioned were applied to the analytical design of an AFPM motor from a set of baseline data. Then, a simulation was performed using the Maxwell finite element method program. The project also includes the design of the motor foundation, the AFPM construction parts and the assembly. To test the results, a series of tests was performed with different configurations of magnets and stators. This allowed results to be obtained using three different procedures: analytical, finite element method and experimental, and therefore obtaining as a result the validity of the three methods specified.

## ÍNDICE

Resumen	i
Abstract	ii
Índice de la Memoria	iv-vi
Índice de Figuras	vii-xii
Índice de Tablas	xiii
Memoria	1-91
Bibliografía	92
Planos	93-113
Presupuesto	114-116

## ÍNDICE DE LA MEMORIA

1. INTRODUCCIÓN	
1.1 Antecedente	1
1.2 Objeto del trabajo	1
2. CLASIFICACIÓN Y APLICACIONES DE LAS MÁQUINAS ELÉCTRICAS	
2.1 Clasificación	2-5
2.2 Aplicaciones de las máquinas de flujo axial	2-6
3. PRINCIPIO DE FUNCIONAMIENTO DE LOS MOTORES DE IMANES PERMANENTES	
3.1 Generalidades	7
3.2 Circuito magnético con imanes permanentes	7-12
3.2.1 Efecto de las ranuras	12-13
3.3 Principales características de los imanes permanentes comerciales	13-14
3.4 Fuerza de un conductor en un campo magnético	14-15
3.5 Par motor debido a un conductor	15
3.6 Fuerza electromotriz inducida	15-16
3.6.1 Factor de paso	16-17
3.6.2 Factor de distribución	17-18
3.6.3 Factor de inclinación	19
3.7 Relación entre par y fem	19
3.8 Motor de flujo radial con conductores o imanes inclinados	20-21
3.9 Circuito equivalente por fase	21
3.9.1 Resistencia	21-22
3.9.2 Inductancia	23
3.9.2.1 Autoinductancia	23-25
3.9.2.2 Inductancia mutua	25-26
3.10 Potencia y par monofásicos	26
3.11 Potencia y par trifásicos	26-27
3.12 Rendimiento	28
3.13 Par de cogging	29
3.14 Motor de flujo axial	29
3.14.1 Fuerza electromotriz inducida	29-30
3.14.1.1 Factor de paso	30
3.14.1.2 Factor de distribución	31
3.14.1.3 Factor de inclinación	31-32
3.14.2 Par en un motor de flujo axial	32
3.14.3 Circuito equivalente por fase	33
3.14.4 Resistencia	33
3.14.5 Inductancia	34
3.14.5.1 Autoinductancia	34
3.14.6 Par trifásico	34
3.14.7 Rendimiento	34
3.14.8 Potencia trifásica	34
3.14.9 Par de cogging	34
4. DISEÑO DEL MOTOR DE FLUJO AXIAL	
4.1 Datos de partida	35
4.2 Elección del número de imanes y de ranuras	35
4.3 Elección del tipo de bobinado	35
4.3.1 Devanado distribuido y devanado concentrado.	36

4.3.2 Diseño del bobinado	36-40
4.4 Cálculo analítico	40
4.4.1 Fuerza electromotriz de fase en un motor de flujo axial con devanado concentrado	41-45
4.4.2 Cálculo de la resistencia	45
4.4.3 Cálculo de la inductancia	45-46
4.4.4 Cálculo de la constante de tiempo	46
4.4.5 Cálculo del par motor	47
4.4.6 Cálculo del rendimiento	47-48
4.4.7 Cálculo del número de cogging.	48
4.4.8 Cálculo de la fuerza axial en los imanes	48-49
 5. SIMULACIÓN MEDIANTE ELEMENTO FINITOS	
5.1 Introducción	50
5.2 Conceptos generales del método de elementos finitos	50
5.2.1 Análisis <i>Magnetoestático</i>	51
5.2.2. Análisis <i>Transient</i>	51
5.3 Diseño del modelo en Maxwell	51-53
5.4 Simulaciones	53
5.4.1 Análisis magetostático	53
5.4.1.1 Mesh	53-54
5.4.1.2 Inducción magnética	55-57
5.4.1.3 Intensidad de campo magnética	57-58
5.4.2 Análisis <i>transient</i>	58
5.4.2.1 En vacío	58
5.4.2.1.1 Fuerza electromotriz inducida	58-59
5.4.2.1.2 Inductancias	59
5.4.2.1.3 Enlace de flujo	59-60
5.4.2.1.4 Superposición de tensión inducida e intensidad de entrada	60
5.4.2.2 En carga	60
5.4.2.2.1 Fuerza electromotriz inducida	60-61
5.4.2.2.2 Enlace de flujo	61
5.4.2.2.3 Superposición de tensión inducida e intensidad de entrada	61-62
5.4.2.2.4 Par	62-64
 6. PROTOTIPO	
6.1 Introducción	65
6.2 Proceso de diseño de la bancada y del motor	65-66
6.3 Proceso de ensamblaje	66-70
6.4 Ensayos	70
6.4.1 Ensayo para obtener la fuerza electromotriz inducida.	70-72
6.4.1.1 Fuerza electromotriz inducida en la configuración de 28 imanes.	72-73
6.4.1.2 Fuerza electromotriz inducida en la configuración de 22 imanes	73-74
6.4.1.3 Armónicos de fem en las configuraciones de 28 y de 22 imanes	74
6.4.2 Par motor	74-76
6.4.3 Característica Par-Intensidad	76-78
6.4.4 Par de cogging	78
6.4.4.1 Estator de trabajo	79-80

6.4.4.2 Estator mecanizado con 28 imanes	80-82
6.4.4.3 Estator de trabajo con 22 imanes	82-83
6.4.4.4 Comparativa de resultados del par de cogging	83
6.4.5 Medida de la vibración del motor	83-85
6.4.6 Medida de la onda de inducción de los imanes a velocidad constante para diferentes radios.	85
 7. COMPARACIÓN DE RESULTADOS	
7.1 Resultados analíticos	87-88
7.2 Resultados obtenidos de las simulaciones en Maxwell	88
7.3 Resultados obtenidos de los ensayos realizados en el prototipo	88-89
7.4 Comparación de resultados para 28 imanes	89-90
 8. CONCLUSIONES Y LÍNEAS FUTURAS	91

## INDICE DE FIGURAS

Figura 1. Clasificación de las máquinas eléctricas rotativas.	2
Figura 2. Clasificación de las máquinas eléctricas de imanes permanentes según el tipo de construcción.	2
Figura 3. Máquinas eléctricas de flujo radial. (a) Estator externo e imanes sobre el rotor (b) Estator externo e imanes enterrados (c) Estator interno y (d) De doble rotor.	3
Figura 4. Máquinas eléctricas de flujo axial. (a) De un rotor y un estator, (b) De dos rotores y un estator (c) De un rotor y dos estatores y (d) Estructura multietapa incluyendo dos bloques de estator y tres bloques de rotor.	4
Figura 5. Máquina eléctrica de flujo transversal.	5
Figura 6.a. Sistema de propulsión de un ascensor	6
Figura 6.b. Motor de un ascensor de flujo axial de Kone	6
Figura 7. Motor de flujo axial en un vehículo eléctrico.	6
Figura 8. Configuración geométrica de un motor de imanes permanentes y circuitos equivalentes del mismo.	7
Figura 9. Circuito magnético genérico.	8
Figura 10.a. Segundo cuadrante de la curva B-H.	8
Figura 10.b. Desmagnetización de un imán permanente.	8
Figura 11. Recta de carga y punto de trabajo.	9
Figura 12. Representación de las características geométricas en la recta de carga.	10
Figura 13. Circuito eléctrico equivalente de la figura 9.a.	10
Figura 14. Equivalente Thèvenin de la figura 13.	10
Figura 15.a. Sector de simetría en un motor de flujo radial con líneas de campos.	11
Figura 15.b. Representación de un cuarto de la figura 14.a.	
Figura 15.c. Circuito eléctrico equivalente del modelo de la figura 14.b.	
Figura 16. Representación espacial del entrehierro.	12
Figura 17.a. Representación de las líneas de campo en un estator con ranuras.	12
Figura 17.b. Representación de las líneas de campo en un estator sin ranuras.	
Figura 18. Estructura de una ranura.	13
Figura 19. Curva B-H de los principales imanes permanentes usados hoy en día.	14
Figura 20. Fuerza debida a un conductor por el que circula intensidad.	14
Figura 21. Motor de flujo radial con igual número de conductores en cada polo.	15
Figura 22.a. Tensión inducida en un conductor.	16
Figura 22.b. Tensión inducida.	
Figura 23.a. Disposición de una bobina de paso acortado.	17
Figura 23.b. Diagrama fasorial de la fem en una bobina de paso acortado.	
Figura 24.a. Devanado distribuido de tres bobinas.	18
Figura 24.b. Composición geométrica o fasorial	
Figura 25. Representación de una onda sinusoidal de densidad de flujo.	19
Figura 26. Discretización de un conductor inclinado.	20
Figura 27. Circuito equivalente de una fase.	21
Figura 28.a. Trayectorias del flujo creado por los conductores en las ranura y en el entrehierro.	23
Figura 28.b. Trayectorias del flujo creado por los conductores en la cabeza de bobina.	
Figura 29. Circuitos magnéticos para calcular el flujo del entrehierro debido a la corriente de la bobina.	23

Figura 30. Geometría de una ranura rectangular.	24
Figura 31. Campo magnético sobre un conductor cilíndrico.	24
Figura 32. Geometría de las ranuras del estator.	25
Figura 33. Esquema trifásico	26
Figura 34. Potencia monofásica con desfase cero entre tensión e intensidad.	27
Figura 35. Potencia trifásica con desfase cero entre tensión e intensidad.	27
Figura 36. Circuito equivalente de una fase.	28
Figura 37.a. Motor de flujo radial con una espira.	29
Figura 37.b. Motor de flujo axial con una espira.	
Figura 38. Geometría para el cálculo del par en un motor de flujo axial con conductor radial	30
Figura 39. Disposición de una bobina de paso acortado en un motor de flujo axial.	30
Figura 40. Devanado distribuido de tres bobinas por fase y polo.	31
Figura 41. Disposición de una bobina inclinada.	31
Figura 42.a. Composición fasorial de la fem en el caso con flujo radial.	31
Figura 42.b. Composición fasorial de la fem en el caso de flujo axial.	
Figura 43. Circuito equivalente de una fase y su diagrama fasorial.	32
Figura 44.a. Espiras con disposición concentrada.	36
Figura 44.b. Espiras con disposición distribuida.	
Figura 45.a. Representación del estator con las bobinas.	37
Figura 45.b. Representación de los ángulos mecánicos correspondientes a cada bobina en las dos configuraciones.	
Figura 46. Representación de los vectores eléctricos de cada una de las bobinas indicando el sistema trifásico para la configuración de 28 imanes.	38
Figura 47. Representación de las bobinas que pertenecen a cada una de las fases en la configuración de 28 imanes.	38
Figura 48. Representación de las bobinas que pertenecen a cada una de las fases en la configuración de 28 imanes indicando el signo de la corriente de cada bobina.	39
Figura 49. Sentido de la corriente en cada una de las bobinas para la configuración de 28 imanes.	39
Figura 50. Representación de los vectores eléctricos de cada una de las bobinas indicando el sistema trifásico para la configuración de 22 imanes.	40
Figura 51. Representación de las bobinas que pertenecen a cada una de las fases en la configuración de 22 imanes.	40
Figura 52. Representación de las bobinas que pertenecen a cada una de las fases en la configuración de 22 imanes indicando el signo de la corriente de cada bobina.	40
Figura 53. Sentido de la corriente en cada una de las bobinas para la configuración de 22 imanes.	40
Figura 54. Ángulo mecánico de una espira.	41
Figura 55.a. Representación del desfase entre bobinas de una misma fase para la configuración de 22 imanes.	42
Figura 55.b. Representación del desfase entre bobinas de una misma fase para la configuración de 28 imanes.	
Figura 56. $B_g$ frente a $\theta$ para $132^\circ$ y 22 imanes y $168^\circ$ y 28 imanes	43
Figura 57.a. Radios máximo, mínimo y medio del estator.	44
Figura 57.b. Conductores alojados en las ranuras del estator.	
Figura 58. Zonas de diferentes áreas en un diente.	48
Figura 59. Motor de flujo axial en Maxwell.	50
Figura 60. Representación de un tetraedro en 3D.	51
Figura 61. Primer paso de la creación del estator.	52
Figura 62. Estator con ranuras e imanes.	52



Figura 63. Estator con la primera bobina.	52
Figura 64. Estator con la primera bobina y el plano auxiliar.	52
Figura 65. Estator con bobinas mostrando el plano auxiliar que define el área transversal.	52
Figura 66. Representación completa del motor de flujo axial incluyendo el límite y la banda.	52
Figura 67. Representación en Maxwell 3D del prototipo diseñado.	53
Figura 68. Representación en Maxwell 3D de un motor de flujo axial con mallado con un número máximo de paso 1 y un error de 10%.	54
Figura 69. Representación en Maxwell 3D de un motor de flujo axial con mallado con un número máximo de paso 10 y un error de 50%.	54
Figura 70. Representación en Maxwell 3D de un motor de flujo axial con mallado con un número máximo de paso 20 y un error de 10%.	54
Figura 71. Representación en Maxwell 3D de un motor de flujo axial con mallado con un número máximo de paso 20 y un error de 0.1%.	54
Figura 72.a.Gráfica del número de iteraciones frente al número de tetraedros.	55
Figura 72.b.Tabla que muestra el valor de los tetraedros, energía total, el error de la energía y el error de delta energía en cada uno de las iteraciones.	
Figura 73.Representación de la inducción magnética en el motor.	55
Figura 74. Representación de la inducción magnética en los imanes con renderizado sombreado.	56
Figura 75. Representación de la inducción magnética en los imanes con renderizado sin sombrear.	56
Figura 76. Representación de la inducción magnética en el rotor con renderizado sombreado.	56
Figura 77. Representación de la inducción magnética en el rotor con renderizado sin sombrear.	56
Figura 78. Representación de la inducción magnética en el estator con renderizado sombreado.	56
Figura 79. Representación de la inducción magnética en el estator con renderizado sin sombrear.	56
Figura 80.Representación de la inducción magnética en una polilínea en el entrehierro con estator con ranuras.	57
Figura 81. Representación del motor de flujo axial con estator sin ranuras.	57
Figura 82. Representación de la inducción magnética en el motor de flujo axial sin ranuras.	57
Figura 83. Representación de la inducción magnética en una polilínea en el entrehierro con estator sin ranuras.	57
Figura 84. Representación de la intensidad de campo magnético en los imanes con renderizado sin sombrear.	58
Figura 85. Representación de la intensidad de campo magnético en los imanes con el resto del motor de flujo axial oculto.	58
Figura 86. Representación de la intensidad de campo magnético mediante vectores en los imanes con renderizado sin sombrear.	58
Figura 87. Representación de las fuerzas electromotrices inducida en vacío.	59
Figura 88. Representación de las inductancias propias y mutuas en vacío.	59
Figura 89. Representación del enlace de flujo en vacío.	60
Figura 90. Representación de corriente de entrada y la fuerza electromotriz en vacío.	60
Figura 91. Representación de la fuerza electromotriz en carga.	61
Figura 92. Representación del enlace de flujo en carga.	61
Figura 93. Representación de corriente de entrada y la fuerza electromotriz en carga	62

Figura 94. Representación del par en carga.	62
Figura 95. Representación de los armónicos del par tomando como referencia su valor medio (índice =1).	63
Figura 96. Representación de los armónicos del par en detalle (Índice 1 = Valor medio).	63
Figura 97. Posibles armónicos de par al combinarse el primer armónico de intensidad con los armónicos de tensión.	64
Figura 98. Piezas de la bancada cortadas mediante láser.	65
Figura 99. Chapa magnética preconformada en forma de espiral.	65
Figura 100. Estator mecanizado realizado manualmente mediante una fresadora.	66
Figura 101. Plantilla para comprobar el error cometido con el estator mecanizado.	66
Figura 102. Chapas magnéticas del estator cortadas mediante láser.	66
Figura 103. Extracción de las chapas magnéticas del estator cortadas mediante láser.	66
Figura 104. Imán cortado a mano perteneciente a la configuración de 28 imanes.	66
Figura 105. Imán rectangular perteneciente a la configuración de 22 imanes.	66
Figura 106. Prensa hidráulica con basa bancada y tabiques laterales.	67
Figura 107. Prensa hidráulica con basa bancada y tabiques laterales en detalle.	67
Figura 108. Soldadura de las escuadras y placa trasera de la bancada-soporte.	67
Figura 109. Soldadura de las escuadras y placa trasera de la bancada-soporte y colocación de los rodamientos.	67
Figura 110. Doblado de cada chapa magnética que constituye el estator.	67
Figura 111. Doblado final de las chapas magnéticas que constituyen el estator.	67
Figura 112. Soldadura de la placa trasera del estator al estator.	68
Figura 113. Vista superior del estator y la placa superior.	68
Figura 114. Vista en detalle de las ranuras y zapatas del estator.	68
Figura 115. Estator con bobinas sin conectar.	69
Figura 116. Estator con bobinas conectadas.	69
Figura 117. Insertado de la plantilla en el estator	69
Figura 118. Extractor mostrado en detalle.	69
Figura 119. Inserción del eje con el rotor e imanes en la bancada.	69
Figura 120. Configuración de 28 imanes.	70
Figura 121. Configuración de 22 imanes.	70
Figura 122. Conjunto bancada-soporte y motor de flujo axial.	70
Figura 123. Esquema para el ensayo de la fuerza electromotriz.	71
Figura 124. Montaje para la obtención de la fem.	71
Figura 125. Conjunto bancada-soporte, motor de flujo axial, medidor de par y motor-freno asíncrono.	71
Figura 126. Placa característica del motor-freno asíncrono.	71
Figura 127. Convertidor auxiliar.	71
Figura 128. Placa característica del convertidor auxiliar.	71
Figura 129. Placa característica del medidor de par s/c.	72
Figura 130. Sonda de tensión.	72
Figura 131. Osciloscopio.	72
Figura 132. Visualización de la fuerza electromotriz inducida entre dos fases mediante el osciloscopio.	72
Figura 133. Espectro de la fuerza electromotriz de línea dividida entre el armónico fundamental para la configuración de 28 imanes.	73

Figura 134. Espectro de la fuerza electromotriz de línea dividida entre el armónico fundamental para la configuración de 28 imanes en detalle.	73
Figura 135. Visualización de la fuerza electromotriz inducida en dos fases mediante el osciloscopio.	73
Figura 136. Espectro de la fuerza electromotriz de línea dividida entre el armónico fundamental para la configuración de 22 imanes.	74
Figura 137. Espectro de la fuerza electromotriz de línea dividida entre el armónico fundamental para la configuración de 22 imanes en detalle.	74
Figura 138. Circuito interno de un filtro R-C.	75
Figura 139. Gráfica que relaciona de tensión de salida y entrada con la frecuencia.	75
Figura 140. Esquema del ensayo para el par motor.	75
Figura 141. Montaje del ensayo para la obtención del par motor.	75
Figura 142. Sondas de intensidad.	76
Figura 143. Fuente tensión variable para la carga.	76
Figura 144. Convertidor de frecuencia.	76
Figura 145. Placa característica del convertidor.	76
Figura 146. Par motor e intensidad de línea del motor ensayado.	76
Figura 147. Representación gráfica de diferentes valores de carga frente al par motor producido.	77
Figura 148. Espectro de los armónicos del par motor para la configuración de 28 imanes.	77
Figura 149. Espectro de los armónicos del par motor para la configuración de 28 imanes en detalle.	78
Figura 150. Esquema para el ensayo del par de cogging.	78
Figura 151. Montaje para el ensayo del par de cogging.	79
Figura 152. Montaje para el ensayo del par de cogging.	79
Figura 153. Motor paso a paso.	79
Figura 154. Step Motor Drive.	79
Figura 155. Placa característica del medidor del par de cogging.	79
Figura 156. Visualización del par de cogging para el estator de trabajo con la configuración de 28 imanes en el osciloscopio.	79
Figura 157. Espectro de los armónicos del par de cogging para el estator de trabajo con la configuración de 28 imanes.	80
Figura 158. Espectro de los armónicos en detalle del par de cogging para el estator de trabajo con la configuración de 28 imanes.	80
Figura 159. Estator mecanizado.	80
Figura 160. Visualización del par de cogging para el estator mecanizado con la configuración de 28 imanes en el osciloscopio.	81
Figura 161. Espectro de los armónicos del par de cogging para el estator mecanizado con la configuración de 28 imanes.	81
Figura 162. Espectro de los armónicos en detalle del par de cogging para el estator mecanizado con la configuración de 28 imanes.	82
Figura 163. Visualización del par de cogging para el estator de trabajo con la configuración de 22 imanes en el osciloscopio.	82
Figura 164. Espectro de los armónicos del par de cogging para el estator de trabajo con la configuración de 22 imanes.	83
Figura 165. Espectro de los armónicos del par de cogging en detalle para el estator de trabajo con la configuración de 22 imanes.	83
Figura 166. Esquema para el ensayo de la vibración del motor.	84
Figura 167. Esquema para el ensayo de la vibración del motor.	84
Figura 168. Esquema para el ensayo de la vibración en el motor.	85
Figura 169. Acelerómetro y equipo de medida.	85
Figura 170. Placa característica del acelerómetro.	85

Figura 171. Visualización del par motor, la intensidad y la vibración producida por la bancada-soporte del motor de imanes permanentes de flujo axial en el osciloscopio.	85
Figura 172. Esquema para el ensayo de la inducción en diferentes polilíneas.	86
Figura 173. Estator sin ranuras.	86
Figura 174. Gaussímetro utilizado en el ensayo.	86
Figura 175. Colocación manual de la sonda efecto hall en distintos radios del estator.	86
Figura 176. Colocación manual de la sonda efecto hall en distintos radios del estator.	86
Figura 177. Inducción en diferentes radios con estator sin ranura y configuración de 22 imanes.	86

## INDICE DE TABLAS

Tabla 1. Grados mecánicos y eléctricos correspondientes a cada bobina para la configuración de 28 imanes	37
Tabla 2. Grados mecánicos y eléctricos correspondientes a cada bobina para la configuración de 22 imanes.	39
Tabla 3. Par motor en diferentes valores de carga.	77
Tabla 4. Resultados del cálculo analítico para la configuración de 28 y 22 imanes.	88-89
Tabla 5. Resultados obtenidos en las simulaciones de elementos finitos.	89
Tabla 6. Resultados obtenidos en los ensayos realizados al prototipo.	89-90
Tabla 7. Comparación de algunos parámetros obtenidos mediante el cálculo analítico, las simulaciones de Maxwell y los ensayos realizados en el prototipo con 28 imanes.	90

## 1. INTRODUCCIÓN

### 1.1 Antecedentes

El objeto de este Trabajo Fin de Grado (TFG) es el diseño, construcción y ensayo de un motor de flujo axial de imanes permanentes de devanado concentrado. El TFG se ha realizado con la colaboración del Departamento de Ingeniería Eléctrica, que ha puesto a disposición del citado TFG tres estatores procedentes de proyectos realizados en el mismo departamento, así como el instrumental y bancos de ensayos.

### 1.2 Objetivo

Este TFG se enmarca en un proyecto tipo 68/83 realizado en el Departamento de Ingeniería Eléctrica consistente en el desarrollo de un motor de flujo axial de características especiales para aplicación en ascensores y en cuyo desarrollo ha colaborado la autora de este TFG.

El proyecto del departamento consiste en el estudio de distintas técnicas para la eliminación del par de cogging en este tipo de motores, especialmente se analizan la forma de los bordes de los imanes y su inclinación. Para el estudio del par de cogging no es necesario tener en cuenta las características asociadas a la excitación, como par electromagnético, fuerza electromotriz, tipo de bobinado y rendimiento, que sí tendrían que ser tenidos en cuenta en un diseño convencional.

Este TFG ha consistido en el diseño analítico, la simulación mediante elementos finitos en 3D y los ensayos de un prototipo de motor de flujo axial. Para el prototipo se han empleado los componentes del proyecto base, si bien ha sido necesario construir varias versiones del bobinado y configurar una bancada de ensayos para la medida la fuerza electromotriz, el par electromagnético, el rendimiento, y el nivel de vibración del motor, aspectos que no han sido tratados en el proyecto base.

## 2. CLASIFICACIÓN Y APLICACIONES DE LAS MÁQUINAS ELÉCTRICAS

### 2.1 Clasificación

En la figura 1 se muestra una clasificación de las máquinas eléctricas rotativas según el tipo de alimentación y en la figura 2 según la dirección del flujo magnético. En este TFG nos centraremos en las máquinas eléctricas de flujo axial, que se encuadran dentro de las máquinas de CA, síncronas de fuerza electromotriz senoidal de imanes permanentes.

A pesar de que las máquinas eléctricas de imanes permanentes se basan en los mismos principios físicos que las demás máquinas eléctricas rotativas, las ecuaciones que rigen su comportamiento son algo diferentes como se verá en el apartado 3.

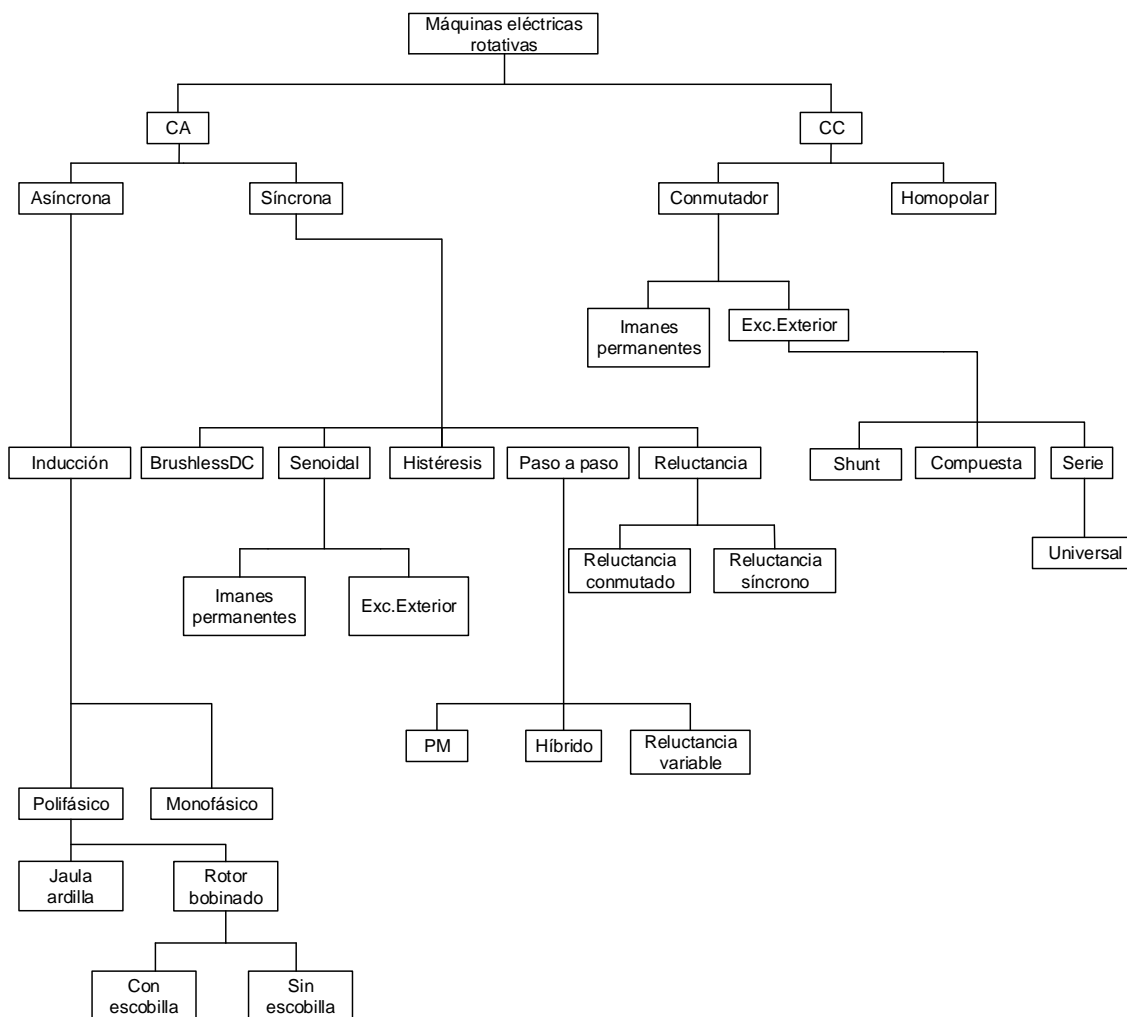


Figura 1. Clasificación de las máquinas eléctricas rotativas.

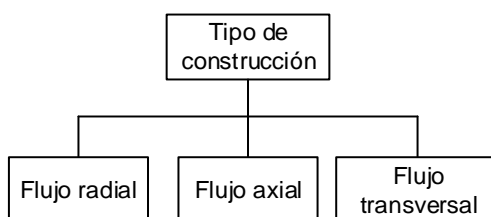


Figura 2. Clasificación de las máquinas eléctricas de imanes permanentes según la dirección del flujo magnético.

Una posible clasificación de los motores eléctricos de imanes permanentes es según la dirección del campo magnético en relación a las coordenadas geométricas. Se distinguen tres tipos: radial, axial y transversal. A continuación, se realiza una breve descripción de cada una de ellas:

#### - Flujo radial

Son aquellas en las que las líneas de campo discurren en dirección radial y la excitación es producida por los imanes permanentes. Esta topología es la más usada. Sus principales características son las siguientes:

- Las fuerzas de atracción entre el rotor y el estator son equilibradas alrededor del rotor, por lo tanto, no existe fuerza radial neta en el rotor.

- El calor producido por el bobinado situado en el estator es fácilmente evacuado debido a la superficie exterior del yugo de acero.

- El rotor es mecánicamente rígido y tiene facilidad de soporte en ambos extremos.

- El rotor y el estator son uniformes en la dirección axial excepto por la inclinación o sesgado, ya sea de los conductores que se alojan en las ranuras o bien, por la inclinación de los imanes. En cambio, este tipo de máquinas eléctricas presentan los siguientes inconvenientes:

- Los imanes que se encuentran sobre el rotor (Figura 3.a) o sobre el estator (Figura 3.c y Figura 3.d) deben tener una superficie arqueada no pudiendo ser rectangulares.

- Se debe tener en cuenta si el motor opera a altas velocidades puesto que se requerirá de algún medio para sostener los imanes al rotor. Esto tiene que sumarse a la longitud de separación en el entrehierro o gap.

También pueden ser fabricados con imanes interiores al rotor (Figura 3.b). En este caso los imanes son de forma rectangular y pueden ser dispuestos de forma que se consiga aumentar el flujo por polo y también actuar en el modo de debilitamiento de campo.

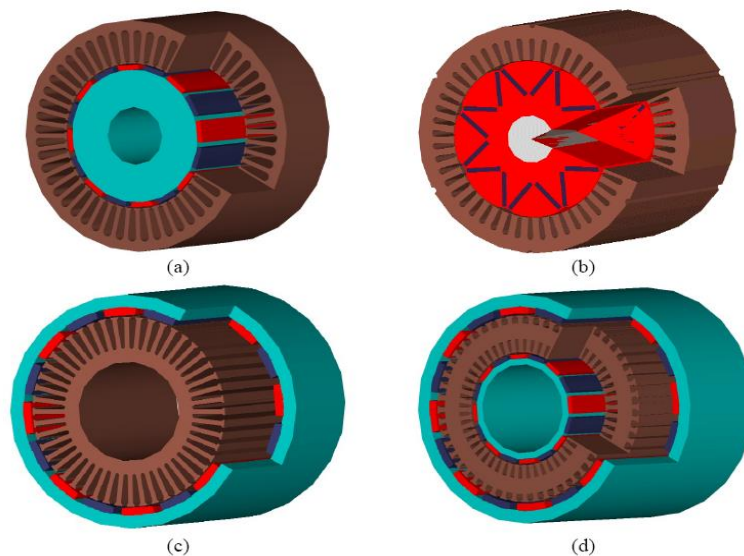


Figura 3. Máquinas eléctricas de flujo radial. (a) Estator externo e imanes sobre el rotor (b) Estator externo e imanes enterrados (c) Estator interno y (d) De doble rotor.

#### -Flujo axial

Las máquinas de flujo axial (AFPM) Son aquellas en las que el flujo magnético es producido por los imanes permanentes en la dirección del eje de rotación (Figura 4). Tradicionalmente, esta topología no ha sido muy común pero ha aparecido en



aplicaciones donde las dimensiones son más limitadas y no se puede usar un motor de flujo radial. Las principales ventajas que presentan son:

- Si se emplean dos entrehierros (Figura 4.b), las fuerzas de atracción entre el rotor y el estator se equilibran y no hay carga axial sobre los rodamientos.
- El calor producido por el bobinado estático aparece en el exterior del motor, siendo relativamente fácil de eliminar.
- Los imanes tienen dos caras plana, aunque lo habitual es que se requiera de una forma arqueada.
- No hay hierro en la espalda del rotor.
- El entrehierro es ajustable durante el ensamblaje.
- El estator es relativamente fácil de bobinar puesto que está abierto y plano.

En cambio, los puntos débiles que muestran son los siguientes:

- Si no tiene muchos polos magnéticos o el radio exterior es grande, entonces, la longitud de las cabezas de bobinas pueden tener importancia respecto a la dimensión de la ranura. De modo que se puede obtener una pobre utilización del bobinado.
- El espacio en el que se alojan las cabezas de bobinas de los conductores en el radio interior tiene un volumen limitado. En cambio, el radio de cabeza del radio exterior tienen un volumen muchísimo mayor.
- El sesgo o inclinación lineal no elimina el par de cogging, ya que el par es función cuadrática del radio.
- La laminación del estator debe de apilarse en dirección circunferencial por ejemplo de forma espiral, lo cual hace que el estator sea muy caro de fabricar.

Dentro de los tipos de AFPM se pueden clasificar según la posición del estator y del rotor como se muestra en la figura 4:

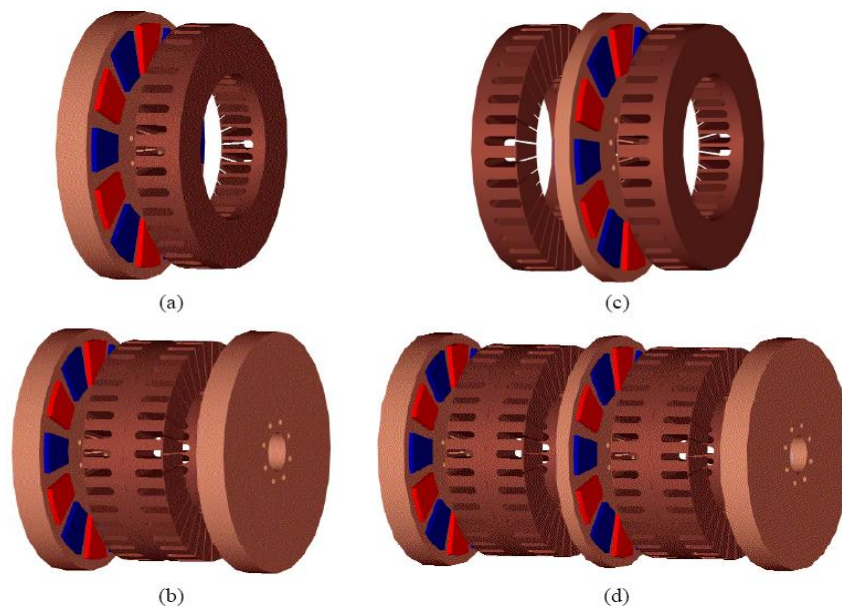


Figura 4. Máquinas eléctricas de flujo axial. (a) De un rotor y un estator, (b) De dos rotores y un estator (c) De un rotor y dos estatores y (d) Estructura multietapa incluyendo dos bloques de estator y tres bloques de rotor.

#### -Flujo transversal

Son aquellas máquinas en las que el flujo es perpendicular a la dirección de rotación del rotor y cuya principal característica es que el bobinado es realizado formando un anillo.

Las principales ventajas que presentan comparándolas con los otros dos tipos radial y axial son las siguientes:

- Mayor densidad de fuerza
- Menores pérdidas en el cobre
- Un bobinado más sencillo

Aunque presenta estas ventajas no suele emplearse en la industria, ya que resulta muy compleja tanto su fabricación como el montaje.

Se considera demasiado difícil tanto en su fabricación como en su montaje. Por lo tanto, resultan muy costosos. De modo que la industria no suelen emplearlos.

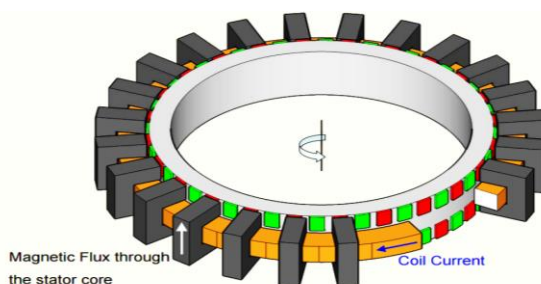


Figura 5. Máquina eléctrica de flujo transversal.

## 2.2 Aplicaciones de las máquinas de flujo axial

Nos centraremos en particular en las aplicaciones de los motores eléctricos de imanes permanentes de flujo axial puesto que su diseño y simulación son los objetivos de este TFG. Tradicionalmente en la industria se han usado las máquinas eléctricas de inducción, pero en los últimos años se han ido introduciendo en algunos ámbitos las máquinas de imanes permanentes. Este hecho se ha producido debido a la baja velocidad de algunas aplicaciones y de una mayor concienciación de la población sobre lo ecológico. Las principales aplicaciones en las que aparecen son en ascensores, vehículos eléctricos y en aerogeneradores. Aunque existen muchas otras aplicaciones como la propulsión de barcos, sistemas de lanzamiento de aviones mediante sistema electromagnético, bombas de balancín de petróleo, de motores miniaturas de flujo axial para las unidades de disco duro de un ordenador.

Todas ellas tienen en común la posibilidad de colocarlos en zonas más reducida que si se tratase de un motor de flujo radial, poseen una eficiencia más alta y el momento de inercia es más reducido cuanto menor es el espesor del rotor. En cambio, no todas ellas han demostrado viabilidad económica, por lo que muchas de las mencionadas anteriormente no han logrado ser competitivas comercialmente.

A continuación, se describirán brevemente las aplicaciones más importantes hasta la fecha.

### -Ascensores

A principios de los años 90 se comenzaron a instalar en los ascensores motores de flujo radial de imanes permanentes dejándose de instalar máquinas con engranajes. Esto supuso un gran avance puesto que permitía una reducción del espacio y en consecuencia la disminución de costes. Los motores de flujo axial suponen un mejor aprovechamiento del espacio gracias a su reducida longitud axial. Esto permite colocar el motor entre la cabina y el hueco del ascensor (figura 6.b).

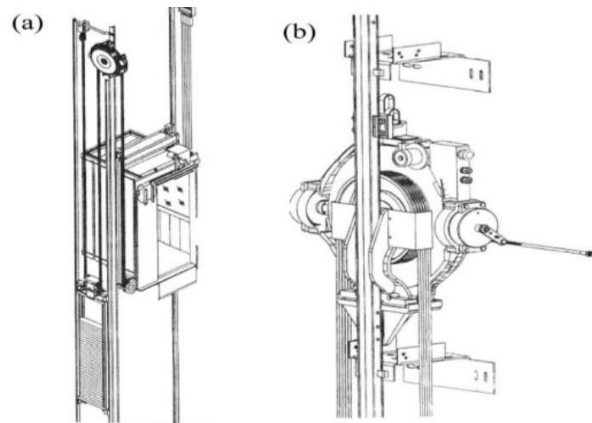


Figura 6.a Sistema de propulsión de un ascensor. Figura 6.b.Motor de un ascensor de flujo axial de Kone.

#### -Vehículos eléctricos

Debido a la geometría del motor axial puede colocarse en el interior de las ruedas de los vehículos, ya sea mediante acoplamiento directo o bien mediante reductora con engranajes planetarios.



Figura 7.Motor de flujo axial en un vehículo eléctrico.

### 3. PRINCIPIO DE FUNCIONAMIENTO DE LOS MOTORES DE IMANES PERMANENTES

#### 3.1 Generalidades

En este apartado se expondrán las leyes que rigen el funcionamiento de los motores de imanes permanentes. Se comenzará obteniendo los modelos magnético y eléctrico de un motor de flujo radial y posteriormente se adaptarán en aquellos aspectos donde sea necesario a los motores de flujo axial.

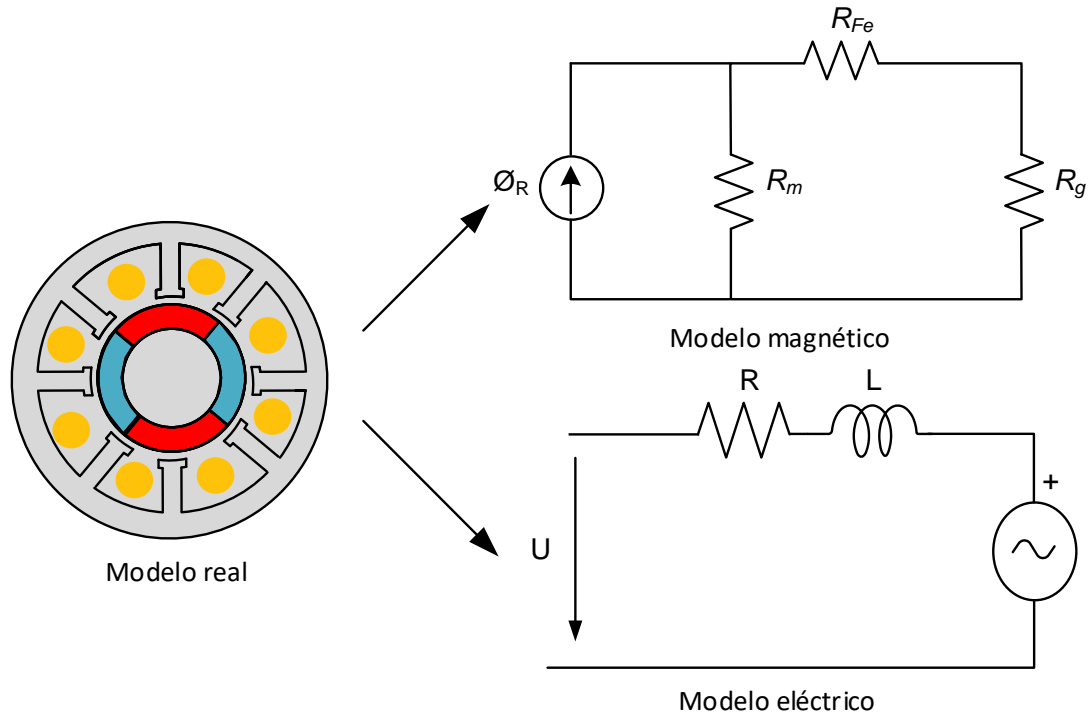


Figura 8. Configuración geométrica de un motor de imanes permanentes y circuitos equivalentes del mismo.

#### 3.2 Circuito magnético con imanes permanentes

El objetivo de este apartado es obtener el modelo magnético de un motor de imanes permanentes del que se pueda obtener el comportamiento final en función de los parámetros geométricos y de las características de los materiales magnéticos. El modelo utilizado estará basado en la analogía entre los circuitos eléctricos y magnéticos.

En la figura 9 se presenta un circuito magnético genérico, formado por un núcleo de alta permeabilidad, un entrehierro de longitud  $g$  y un imán permanente de longitud  $l_m$ . El problema a resolver será la obtención de la inducción en el entrehierro y en el imán del modelo simple representado, lo que, en definitiva, supone resolver el modelo magnético de una máquina eléctrica. En primer lugar, estudiaremos las características de un imán permanente, dadas por el segundo cuadrante de su curva  $B-H$ , mostrado en la figura 10.a.  $B_r$ , o inducción remanente, es la inducción que posee el imán permanente cuando se encuentra en un circuito cerrado de reluctancia nula, como el de la figura 10.b cuando la intensidad  $i=0$ . La curva  $B-H$  del segundo cuadrante representa la variación de la inducción del imán en función de la excitación magnética  $Hm$ , o amperios-vueltas ( $N \cdot i$ ) desmagnetizantes. El valor de  $N \cdot i$  necesario para anular totalmente la inducción del imán se denomina fuerza coercitiva o  $H_c$ .

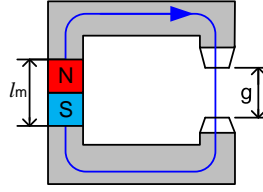


Figura 9. Circuito magnético genérico.

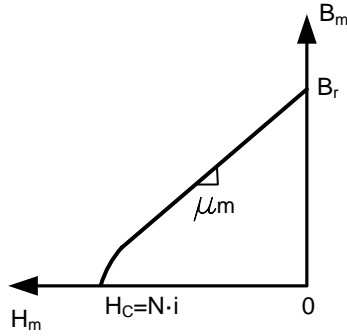


Figura 10.a. Segundo cuadrante de la curva B-H.

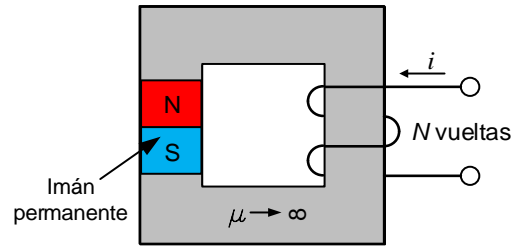


Figura 10.b. Desmagnetización de un imán permanente.

El entrehierro de un circuito magnético como el de la figura 9 provoca que dentro del imán aparezca un campo desmagnetizante, similar al creado por la bobina de la figura 10.b. Este efecto desmagnetizante hace que el punto de trabajo del imán ya no sea el punto  $B_r$  de su magnetización original, sino un punto de menor inducción situado sobre la curva  $B$ - $H$ . Este nuevo punto de trabajo se puede calcular a partir de la propiedad de que en todo circuito magnético la suma de las fuerzas magnetomotriz es cero:

$$\sum F_m = 0 = H_g g + H_m l_m + H_n l_n \quad (1)$$

donde:

$H_g$ ,  $H_m$  y  $H_n$  son el campo magnético en el entrehierro, en el imán y en el núcleo, respectivamente.

$g$  es la longitud del entrehierro.

$l_m$  y  $l_n$  es la longitud del imán y del núcleo, respectivamente.

Si suponemos que la permeabilidad del núcleo magnético es mucho mayor que la del imán y la del entrehierro, se puede despreciar el campo magnético en el núcleo, por lo que la fuerza magnetomotriz resulta:

$$\sum F = H_g g + H_m l_m = 0 \quad (2)$$

Por otra parte, el flujo del circuito magnético viene dado por:

$$\Phi = S_g B_g = S_m B_m \quad (3)$$

donde:

$B_g$  y  $B_m$  son la inducción en el entehierro y en el imán, respectivamente y

$S_g$  y  $S_m$  son las áreas del entrehierro y del imán, respectivamente.

La inducción en el imán se puede obtener a partir de las características del imán.

$$B_m = \left(\frac{S_g}{S_m}\right) B_g \quad (4)$$

Teniendo en cuenta que

$$B_g = \mu_0 H_g \quad (5)$$

de (4) y (5),

$$B_m = \left(\frac{S_g}{S_m}\right) \mu_0 H_g = \left(\frac{S_g}{S_m}\right) \mu_0 \left(\frac{-l_m}{g}\right) H_m \quad (6)$$

Por lo tanto:

$$B_m = -\mu_0 \left(\frac{S_g}{S_m}\right) \left(\frac{l_m}{g}\right) H_m = k H_m \quad (7)$$

La ecuación  $B_m = k H_m$  se denomina recta de carga y se encuentra en el segundo cuadrante debido al signo negativo de la pendiente  $k$ . La intersección de esta recta con la curva  $B-H$  es el punto de trabajo del imán en el circuito magnético (figura 11). Este punto determina el campo y la inducción del imán en el circuito magnético ( $H_{mQ}$ ,  $B_{mQ}$ ). Para obtener el punto de intersección tendremos que tener en cuenta la ecuación de la característica de desmagnetización del imán:

$$B_m = B_r + \mu_m H_m = B_r + \mu_r \mu_0 H_m \quad (8)$$

De modo que el punto de trabajo viene dado por el sistema constituido por las ecuaciones (7) y (8). Considerando  $B_m$  de la ecuación (7) y sustituyéndola en la ecuación (8) se obtiene:

$$H_{mQ} = \frac{B_r}{k - \mu_r \mu_0} \quad (9)$$

$$B_{mQ} = \frac{B_r}{1 - \frac{\mu_r \mu_0}{k}} \quad (10)$$

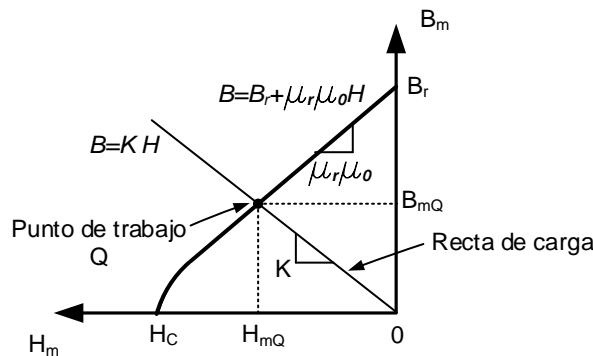


Figura 11. Recta de carga y punto de trabajo.

El punto de trabajo depende de las características del circuito magnético. En el caso de imanes superficiales, como las secciones del imán y del entrehierro coinciden, de (7), se obtiene que  $B_m = B_g$ . La pendiente de la recta de carga resulta:

$$k = \mu_0 \left( \frac{-l_m}{g} \right) \quad (11)$$

La figura 12 muestra cómo afecta la relación  $l_m/g$  a la pendiente de la recta de carga y al punto de trabajo.

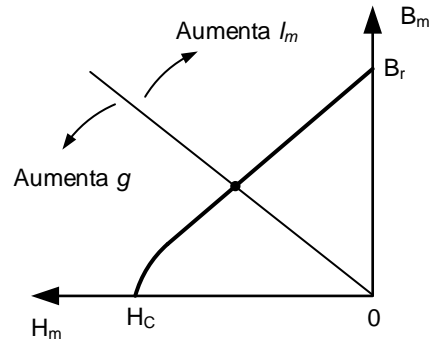


Figura 12. Representación de las características geométricas en la recta de carga.

En la figura 13 se muestra el circuito eléctrico equivalente del circuito magnético de la figura 9. El imán está representado mediante una fuente de intensidad que simula al flujo remanente ( $\phi_r = B_r \cdot S$ ) junto a una resistencia,  $R_m$ , en paralelo. La reluctancia del hierro y la del entrehierro vienen dadas por las resistencias  $R_{Fe}$  y  $R_g$ , respectivamente.

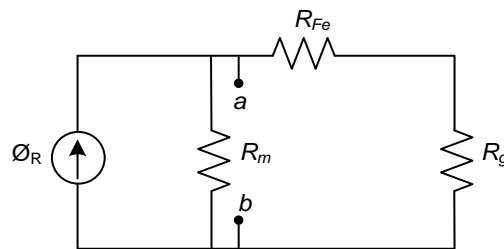


Figura 13. Circuito eléctrico equivalente de la figura 9.a.

El siguiente paso consiste en realizar el equivalente de Thèvenin de la figura 13 visto desde los terminales a y b. Donde  $\phi_R$  y  $R_m$ , pasan a convertirse en una fuente de tensión de valor  $\phi_R R_m$  en serie con  $R_m$ .

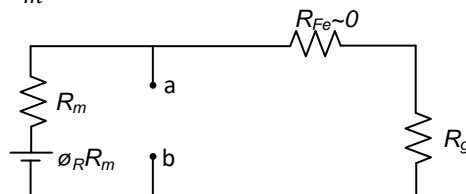


Figura 14. Equivalente Thèvenin de la figura 13.

Una vez obtenidos el punto de trabajo y el modelo equivalente genérico de un circuito magnético se aplicará a un motor de flujo radial como el mostrado en la figura 15.a. Dada la simetría de la máquina, el circuito magnético puede dividirse en un número de sectores igual al de imanes, 4 en el caso de la figura.

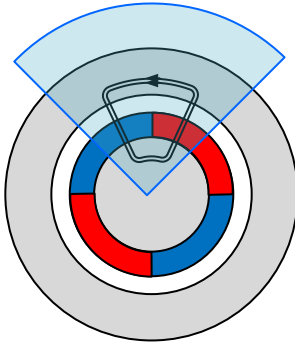


Figura 15.a. Sector de simetría en un motor de flujo radial con líneas de campos.

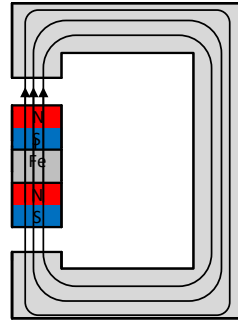


Figura 15.b. Representación de un cuarto de la figura 14.a.

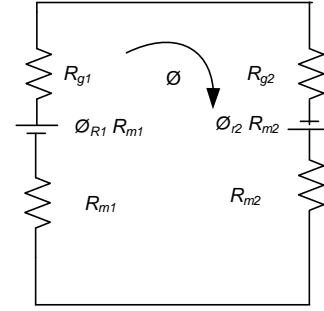


Figura 15.c. Circuito eléctrico equivalente del modelo de la figura 14.b.

En la figura 15.c se muestra el circuito equivalente de la figura 15.b. donde

$R_{g1}, R_{g2}$  son la reluctancia en el entrehierro o gap.

$\Phi_{R1} \cdot R_{gm1}$  es el equivalente de la fuente del modelo del imán.

$R_m$  es la reluctancia del imán.

De modo que despreciando la reluctancia del hierro y usando la analogía entre la intensidad y el flujo, resulta:

$$\Phi_g = \frac{\Phi_{r1} R_{m1} + \Phi_{r2} R_{m2}}{R_{g1} + R_{m1} + R_{m2} + R_{g2}} \quad (12)$$

Teniendo en cuenta que  $\Phi_{r1} = \Phi_{r2} = \Phi_r$  y  $R_{m1} = R_{m2} = R_m$ , resulta:

$$\frac{\Phi_g}{\Phi_r} = \frac{R_m}{R_m + R_g} \quad (13)$$

donde la reluctancia se define como:

$$R = \frac{l}{\mu \cdot S} \quad (14)$$

Además, por ser las secciones del imán y la del entrehierro iguales, puede escribirse,

$$\frac{B_g}{B_r} = \frac{\frac{l_m}{\mu_0 \mu_r}}{\frac{l_m}{\mu_0 \mu_r} + \frac{l_g}{\mu_0}} = \frac{l_m}{l_m + l_g \mu_r} \quad (15)$$

Donde  $l_m$  y  $l_g$  son las longitudes del imán y del gap, respectivamente y  $\mu_r$  la permeabilidad relativa del imán. Los órdenes de magnitud de estos parámetros son:

$$l_m \approx (4 \div 6) \text{ mm y } l_g \approx 1 \text{ mm}$$



Por consiguiente, lo que interesa conseguir es que  $l_m$  sea elevada y  $l_g$  sea reducida con el objeto de que  $Bg \approx Br$ .

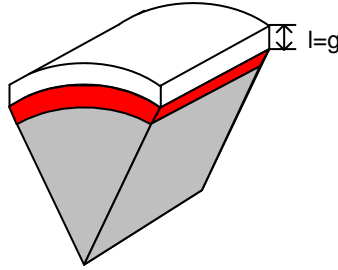


Figura 16. Representación espacial del entrehierro.

### 3.2.1 Efecto de las ranuras

Hasta ahora se ha considerado al entrehierro como un espacio de aire uniforme entre el estator y el rotor, sin embargo, lo más habitual es que el estator contenga ranuras para albergar a los conductores, que hacen aumentar el espacio de aire y por tanto la reluctancia.

Al tener en cuenta el efecto de la ranuras, la reluctancia del entrehierro será mayor que la calculada sobre un estator sin ranuras:

$$R > R_{ideal} \quad (16)$$

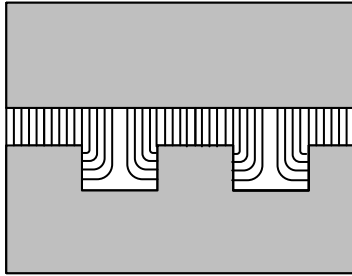


Figura 17.a. Representación de las líneas de campo en un estator con ranuras.

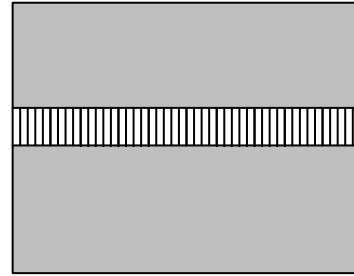


Figura 17.b. Representación de las líneas de campo en un estator sin ranuras.

Este efecto se suele modelar mediante el aumento del entrehierro. Para cuantificar este aumento se suele utilizar el coeficiente de Carter,  $k_c$ , que se define como la relación entre la longitud efectiva del entrehierro,  $g_e$  y la teórica del entrehierro,  $g$ .

$$k_c = \frac{g_e}{g} \quad (17)$$

En este TFG se ha tomado como coeficiente de Carter el usado en Nasar (1987) [1].

$$k_c = \left[ 1 - \frac{1}{\frac{\tau_s}{w_s} \left( 5 \frac{g_c}{w_s} + 1 \right)} \right]^{-1} \quad (18)$$

Siendo  $g_c$ :

$$g_c = l_g + \frac{l_m}{\mu_r} \quad (19)$$

En la figura 18 se muestra el significado de los valores de  $\tau_s$ ,  $w_s$  y  $g$  en la geometría de una ranura.

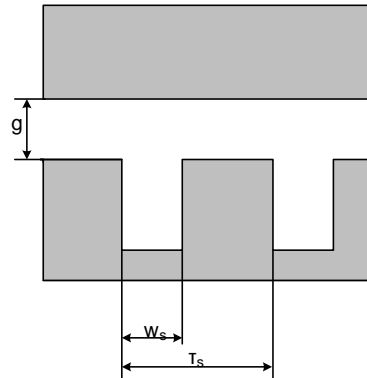


Figura 18. Estructura de una ranura.

### 3.3 Principales características de los imanes permanentes comerciales

Actualmente se dispone de diferentes tipos de imanes permanentes. Las propiedades de estos dependen de los materiales con los que son fabricados. Entre los más comunes se encuentran los imanes de Ferrita (cerámicos), los basados en tierras raras neodimio-hierro-boro (Nd-Fe-B) y samario-cobalto (Sm-Co) y los Alnicos (Al-Ni-Co). De todos estos los más populares son los imanes de ferrita debido a que es un material barato. Sin embargo, en aplicaciones de alto rendimiento los más utilizados son los de tierras raras, en especial los de Nd-Fe-B por ser los que poseen mayor energía magnética (máximo producto B·H) y además, son más económicos que los de samario-cobalto [1]. Para poder compararlos se describen brevemente sus principales características:

#### -Cerámicos

Están constituidos a partir de Estroncio y Bario. Las principales características que presentan son que poseen valores medios tanto en la intensidad de campo como en la magnetización remanente.

#### -Tierras raras

Los imanes se encuentran constituidos por los materiales que forman las tierras raras. La principal ventaja que presentan es que poseen una fuerza muy superior frente a los otros grupos de imanes permanentes descritos anteriormente. En cambio, el precio es más elevado que en los otros tipos.

A su vez, en este grupo se puede diferenciar dos familias:

Basados en el Samario-Cobalto poseen la ventaja de que no se oxidan y son resistentes a las altas temperaturas, en cambio su precio es muy elevado.

-Basados en el Neodimio (Nd-Fe-B) presentan el inconveniente que se oxidan, por ello es necesario darles un baño de cinc o níquel. Su precio es menos elevado que en el caso anterior.

### -Alnicos

Están constituidos por aluminio, níquel y cobalto y se producen mediante métodos de fundición. Las principales ventajas que presentan son la estabilidad a temperaturas muy altas, bajo coste y alta magnetización remanente. No obstante, su principal defecto es la baja fuerza coercitiva que se traduce en una gran facilidad de desmagnetización.

En la figura 19 se ha representado el segundo cuadrante de la curva B-H de cada uno de ellos. Tras exponer las principales características se puede concluir que las propiedades deseadas en los imanes permanentes son las siguientes: un alto valor de campo magnético con poca masa y que no sea susceptible a cambios externos que pueda desmagnetizarlos. Si los imanes no cumplen esta última condición, bajo ciertas condiciones de funcionamiento pueden llegar a desmagnetizarse de formas irreversible. A pesar de que en la actualidad se han conseguido niveles de temperaturas óptimos para que los imanes no pierdan sus propiedades no existen imanes que conserven sus propiedades para cualquier temperatura.

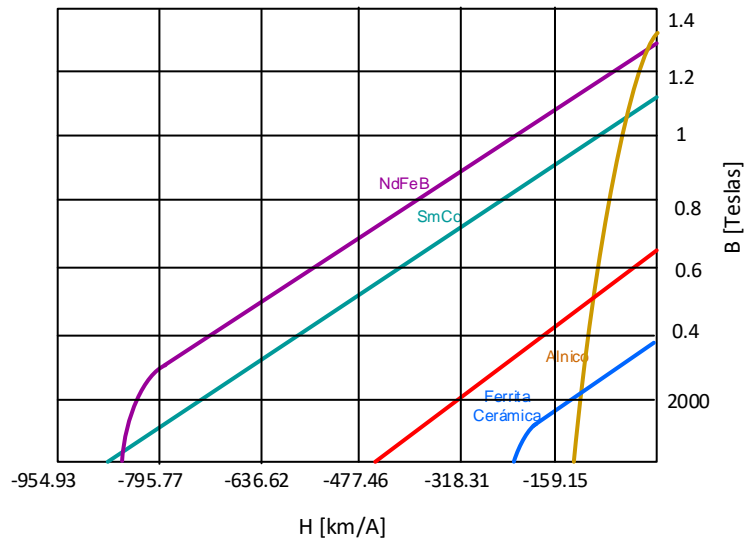


Figura 19. Curva B-H de los principales imanes permanentes usados hoy en día.

### 3.4 Fuerza de un conductor en un campo magnético

Cuando circula corriente por un conductor inmerso en un campo magnético, éste se ve afectado por la acción de una fuerza según la Ley de Laplace:



Figura 20. Fuerza debida a un conductor por el que circula intensidad.

$$\vec{F} = i \vec{l} \wedge \vec{B} \quad (20)$$

Donde:

$F$  es la fuerza ejercida por el conductor

$i$  es la corriente que circula por el conductor

$B$  es el campo magnético creado por los imanes

$l$  es la longitud del conductor

Si el conductor es recto y  $B$  uniforme,  $|F| = l|i||B| \sin \alpha$ , siendo  $\alpha$  el ángulo que forman los vectores  $\vec{l}$  y  $\vec{B}$ . Si ambos son perpendiculares. Entonces,

$$F = ilB \quad (21)$$

En la figura 21 se muestra que el máximo aprovechamiento, es decir, la fuerza que se produce es máxima, cuando el sentido de las corrientes por los conductores se corresponde con la polaridad de los imanes sobre los que se encuentran. Pero, en la mayoría de situaciones esto no suele ocurrir debido a diversos motivos que más adelante se expondrán.

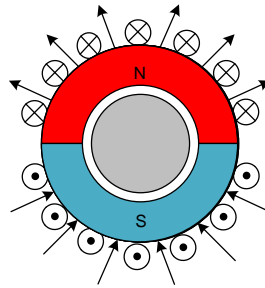


Figura 21. Motor de flujo radial con igual número de conductores en cada polo.

### 3.5 Par motor debido a un conductor

La forma más simple de calcular el par motor viene dada por el producto de la fuerza tangencial por el radio. Si se introduce en la ecuación (21) el radio del entrehierro,  $R_o$ . Resulta:

$$T = F r = i l B_g R_o \quad (22)$$

Para un número de ranuras por fase y polo,  $N_{spp}$ , igual a la unidad y un número de espiras por ranuras  $n_s$ . El par de un motor de flujo radial con conductores rectos puede expresarse en función de estos parámetros:

$$T = N_m B_g l R_o N_{spp} n_s i \quad (23)$$

Donde:

$N_m$  es el número de polos

$B_g$  es la densidad de flujo en el entrehierro

$l$  es la longitud del motor [m]

$i$  es la corriente que circula por los conductores

### 3.6 Fuerza electromotriz inducida

Cuando un conductor rectilíneo de longitud  $l$ , se desplaza a cierta velocidad,  $v$ , en el seno de un campo magnético de inducción  $B$  de valor constante se induce en él una fuerza electromotriz,  $e$ , que viene dada por:

$$fem = e = B \cdot l \cdot v \quad (24)$$

En caso de un motor de imanes permanentes de flujo radial, el movimiento entre los conductores y el campo magnético se produce en todos los puntos del conductor a la misma velocidad.

$$e = Bl\omega R \quad (25)$$

Donde  $\omega$  es la velocidad angular.

En la figura 22.a y 22.b corresponden a la fem inducida en un conductor y en una espira, respectivamente.

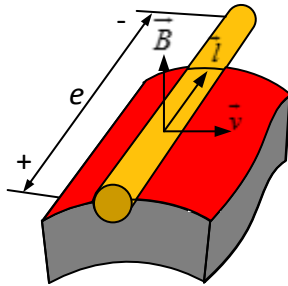


Figura 22.a. Tensión inducida en un conductor.

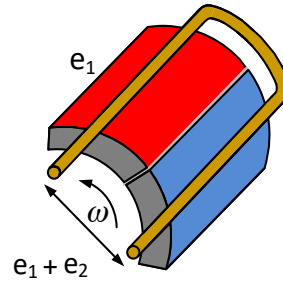


Figura 22.b. Tensión inducida.

Sin embargo, en los motores de flujo axial, la velocidad depende del radio, lo que dificulta el análisis tanto para la fem como para el par desarrollado.

Llamando  $N_{spp}$  al número de ranuras por fase y polo y  $n_s$  al número de vueltas por ranuras, la fem de una fase puede ser expresada en función de estos parámetros y del número de polos.

$$e_f = k_e N_m B_g L R_o N_{spp} n_s \omega_m \quad (26)$$

Donde:

$N_m$  es número de polos

$n_s$  es número de vueltas por ranuras

$B_g$  es densidad de flujo en el entrehierro

$L$  es longitud del motor [m]

$K_e$  es un factor que tiene en cuenta el grado de aprovechamiento de los conductores. Está formado por los factores de paso, de distribución y de inclinación, que serán analizados en los apartados siguientes.

El valor de  $B_g$  varía en cada punto del entrehierro. En lo que sigue se considerará que la inducción varía de forma senoidal, tomando como  $B_g$  la amplitud de dicha onda.

### 3.6.1 Factor de paso

El factor de paso o de acortamiento,  $K_p$ , se define como el cociente entre la fuerza electromotriz real de la bobina,  $E_b$ , y la fuerza electromotriz que se obtendría de la misma bobina pero con sus lados activos desplazados 180 grados eléctricos,  $E_t$ .

$$K_p = \frac{E_b}{E_t} \quad (27)$$

En la figura 23.a se muestra una bobina de paso acortado junto a otra de paso 180 grados eléctricos, o diametral. El ángulo  $p\alpha$  define el grado de acortamiento. Donde  $p$  es el número de pares de polos y  $\alpha$  el ángulo geométrico. Llamando  $E_r$  a la tensión inducida en un lado activo de la bobina, se puede obtener el valor del módulo del vector  $E_b$  según se muestra en la figura 23.b,

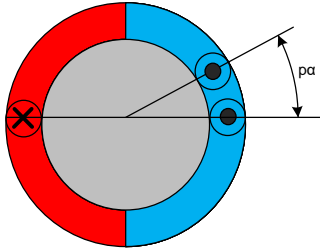


Figura 23.a. Disposición de una bobina de paso acortado.

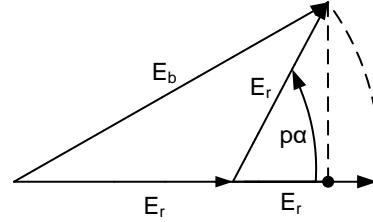


Figura 23.b. Diagrama fasorial de la fem en una bobina de paso acortado.

$$\begin{aligned}
 |E_b| &= \sqrt{(E_r + E_r \cos(p\alpha))^2 + (E_r \sin(p\alpha))^2} = \\
 &= E_r \sqrt{(1 + \cos(p\alpha))^2 + (\sin(p\alpha))^2} = \\
 &= E_r \sqrt{1 + \cos^2(p\alpha) + 2 \cos(p\alpha) + \sin^2(p\alpha)} = \\
 &= E_r \sqrt{2 + 2 \cos(p\alpha)}
 \end{aligned}$$

Operando para que resulte en el radicando la expresión del coseno del ángulo mitad, resulta:

$$\begin{aligned}
 &= E_r \sqrt{4 \frac{(1 + \cos(p\alpha))}{2}} = 2E_r \sqrt{\frac{(1 + \cos(p\alpha))}{2}} = \\
 &= 2E_r \cos\left(\frac{p\alpha}{2}\right)
 \end{aligned} \tag{28}$$

Si las ffeemm de las bobinas se suman de forma aritmética como sucede en el caso de que  $p\alpha$  sea nulo. Se obtiene:

$$|E_t| = 2E_r \tag{29}$$

Sustituyendo en la ecuación (27) las ecuaciones (28) y (29). Resulta:

$$K_p = \frac{2E_r \cos\left(\frac{p\alpha}{2}\right)}{2E_r} = \cos\left(\frac{p\alpha}{2}\right) \tag{30}$$

### 3.6.2 Factor de distribución

Generalmente los devanados están formados por bobinas desfasadas a lo largo del entrehierro. La tensión resultante de todas las ffeemm. es una suma vectorial, por lo que su valor será inferior a la obtenida si todos los conductores estuviesen colocados en dos

ranuras diametrales, es decir, en un devanado concentrado. Esto se muestra en las figuras 24.a y 24.b.

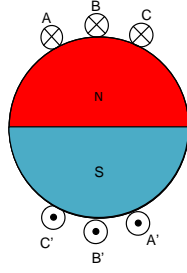


Figura 24.a. Devanado distribuido de tres bobinas.

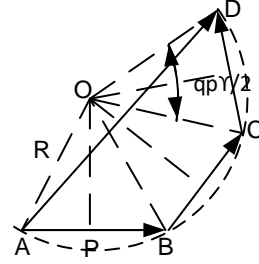


Figura 24.b. Composición geométrica o fasorial.

De modo que el factor de distribución se define como el cociente entre la fem geométrica  $E_f$  y la suma aritmética  $E_t$ , considerando a todas las tensiones parciales en fase.

$$K_d = \frac{E_f}{E_t} \quad (31)$$

En la figura 24.b se muestra que todos los vectores que representan a las ff. ee. mm tienen sus afijos situados sobre una circunferencia de radio genérico  $R$ . De modo que la resultante viene representada por el vector  $\vec{AD}$ , desarrollando, resulta:

$$E_f = |AD| = 2|QD|\gamma = 2R \sin\left(\frac{360^\circ}{Q}\right) \quad (32)$$

Donde el número de ranuras ( $Q$ ) se define como:

$$Q = 2pmq \quad (33)$$

Donde:

$2p$  es el número de polos

$m$  es el número de fases

$q$  es el número de ranuras por polo y fase

En cambio, la fem teórica se obtiene considerando que el devanado es concentrado. De modo que:

$$E_t = qE_{bobina} = q|AB| = q2|AP| = 2qR \sin\frac{qp\gamma}{2} \quad (34)$$

Donde el ángulo geométrico entre dos ranuras será:

$$\gamma = \frac{360^\circ}{Q} \quad (35)$$

Correspondiente a un ángulo eléctrico  $p\gamma$ .

Sustituyendo las ecuaciones (32) y (34) en (31). Se obtiene:

$$K_d = \frac{E_f}{E_t} = \frac{\sin \frac{qp\gamma}{2}}{q \sin \frac{p\gamma}{2}} \quad (36)$$

### 3.6.3 Factor de inclinación

Si los imanes o los conductores tienen inclinación en el sentido axial es necesario incluir el factor de sesgo o de inclinación,  $K_s$ . La inclinación tiene la finalidad de reducir el par de cogging así como eliminar determinados armónicos de la fem y del par. Este aspecto será tratado de forma independiente en el apartado 3.7.

La inclinación, ya sea de los imanes o de las ranuras, presentan inconvenientes. La inclinación de los imanes incrementa el coste de su fabricación y la inclinación de las ranuras aumenta las pérdidas óhmicas, ya que la longitud de la ranura es mayor. Para una onda sinusoidal de densidad del flujo. El factor de inclinación resulta:

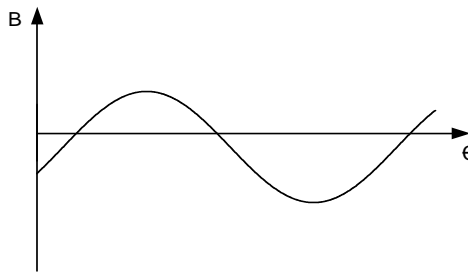


Figura 25. Representación de una onda sinusoidal de densidad de flujo

$$K_s = \frac{\sin \left( \frac{\theta_{se}}{2} \right)}{\frac{\theta_{se}}{2}} \quad (37)$$

Donde  $\theta_{se}$  es el paso de ranura en radianes eléctricos:

$$\theta_{se} = \frac{\pi}{N_{spp} N_{ph}} \quad (38)$$

Siendo  $N_{ph}$  el número de fases.

Una vez obtenida la ecuación de la fem y el desarrollo de sus términos se pasará a agrupar los términos en una constante denominar constante de fem,  $K_v$ :

$$e = N_m K_d K_p K_s B_g L R_o N_{spp} n_s \omega_m = K_v \omega_m \quad (39)$$

### 3.7 Relación entre par y la fem.

El par electromagnético,  $T_{em}$ , puede ser expresado como el cociente entre la potencia mecánica interna,  $P_{mi}$ , y la velocidad angular,  $\omega$ . Teniendo en cuenta que la potencia eléctrica instantánea convertida en mecánica es igual al producto de la fem por la intensidad que recorre dicha fuente se tiene:

$$T_{em} = \frac{P_{mi}}{\omega_m} = \frac{e \cdot i}{\omega_m} = N_m K_d K_p K_s B_g L R_o N_{spp} n_s i = K_T i \quad (40)$$

$K_T$  es la constante de proporcionalidad entre el par y la intensidad. Comparando (39) y (40) se deduce que  $K_T = K_v$ . Es decir, existe la misma relación entre la tensión de fase y la velocidad angular que entre la intensidad de fase y el par debido a la corriente de una fase.



### 3.8 Motor de flujo radial con conductores o imanes inclinados

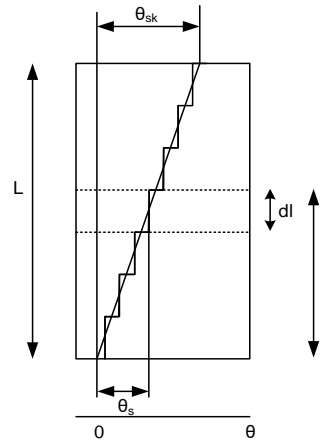


Figura 26. Discretización de un conductor inclinado.

En caso de que los conductores o imanes se encuentren inclinados en sentido axial en un motor de flujo radial, la fem difiere de la obtenida en la ecuación 39 puesto que depende del ángulo de inclinación,  $\theta_{sk}$ . Para la obtención de la fem se dividirá la longitud axial en tramos rectos de longitud  $dl$ , como se muestra en la figura 26. En este caso la tensión inducida en cada tramo,  $de$ , resulta,

$$de = B(\theta, l) v dl \quad (41)$$

O bien:

$$de = B(\theta - \theta_s(l)) v dl \quad (42)$$

Siendo  $\theta_s(l)$  el desfase del tramo diferencial de conductor considerado.

En el caso de que la inclinación sea constante (figura 24),

$$\theta_s(l) = l \frac{\theta_{sk}}{L} \quad (43)$$

Si además se considera la inducción senoidal, de (42) y (43) se obtiene:

$$de = B \left( \theta - l \frac{\theta_{sk}}{L} \right) v dl \quad (44)$$

Integrando entre  $l=0$  y  $l=L$

$$\begin{aligned} e &= v B_o \int_{l=0}^{l=L} \sin \left( \theta - l \frac{\theta_{sk}}{L} \right) dl = v B_o \left[ \frac{-\cos \left( \theta - l \frac{\theta_{sk}}{L} \right)}{-\frac{\theta_{sk}}{L}} \right]_0^L = \\ &= v B_o \frac{L}{\theta_{sk}} [\cos(\theta - \theta_{sk}) - \cos(\theta)] \end{aligned} \quad (45)$$

Usando las relaciones trigonométricas resulta

$$e = vLB_o \sin\left(\theta - \frac{\theta_{sk}}{2}\right) \frac{\sin\left(\frac{\theta_{sk}}{2}\right)}{\frac{\theta_{sk}}{2}} = vLB_o \sin\left(\theta - \frac{\theta_{sk}}{2}\right) K_{sk} \quad (46)$$

Esta expresión se puede generalizar para cualquier armónico siendo:

$$K_{sk}(h) = \frac{\sin\left(\frac{h \theta_{sk}}{2}\right)}{\frac{h \theta_{sk}}{2}} \quad (47)$$

$K_{sk}(h)$  es el factor de inclinación correspondiente al armónico de tensión de índice  $h$ . Este factor permite eliminar un armónico determinado. Por ejemplo, si se desea eliminar el quinto armónico haremos que:

$$\frac{5 \theta_{sk}}{2} = \pi \rightarrow \theta_{sk} = \frac{2\pi}{5} \quad (48)$$

El factor de inclinación también puede usarse para eliminación del par de cogging que se verá en el apartado 3.12.

Si en (47) se toma  $\theta_{sk}$  igual a una ranura y se considera solo el primer armónico, resulta la expresión (37).

### 3.9 Circuito equivalente por fase

El circuito equivalente por fase, figura 27, de un motor de imanes permanentes está formado por una fuente ideal de tensión, que representa a la fem inducida, la resistencia óhmica de los conductores correspondientes a dicha fase y la inductancia total de la misma. Este circuito es de gran utilidad en el diseño de máquinas eléctricas, ya que permite relacionar la potencia mecánica con la potencia eléctrica de forma simple. La transformación de potencia eléctrica en mecánica tiene lugar en la fuente de tensión. Mientras que las pérdidas se concentran en la resistencia. El circuito equivalente también permite definir las características del convertidor electrónico que alimenta al motor, ya que se comporta como una carga tipo L-R-E. En este apartado se obtendrán cada uno de los parámetros que constituyen el circuito equivalente.

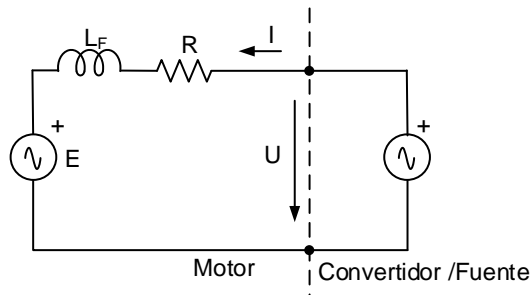


Figura 27. Circuito equivalente de una fase.

#### 3.9.1 Resistencia

Los conductores que forman el devanado de una fase poseen cierto valor de resistencia que de forma general obedece a la expresión:

$$R_F = \rho \frac{l_c N_{cf}}{A_c} \quad (49)$$

Donde  $l_c$  es longitud total de cada conductor, incluyendo la parte correspondiente a las cabezas de bobinas,  $N_{cf}$  el número de conductores por fase,  $A_c$  el área transversal de los conductores y  $\rho$  resistividad. A su vez, la resistividad depende de la temperatura:

$$\rho(T_2) = \rho(T_1)[1 + \beta(T_2 - T_1)] \quad (50)$$

Siendo  $\beta$  el coeficiente de temperatura de la resistividad. Cuyos valores son los siguientes para el cobre:

$$\begin{aligned} \rho(20^\circ) &= 1.7241 \cdot 10^{-8} \Omega \cdot m \\ \beta &= 46 \cdot 10^{-3} \text{ } ^\circ\text{C}^{-1} \end{aligned}$$

La resistencia por fase de un bobinado está constituida por dos términos: la resistencia de ranura y la resistencia de cabeza de bobina:

$$R_{ph} = R_s + R_e \quad (51)$$

Aplicando cada uno de los términos a un motor de flujo radial resulta:

- **Resistencia debida a la ranura** se define como:

$$R_s = \frac{\rho n_s^2 L}{k_{cp} A_s} \quad (52)$$

Donde  $k_{cp}$  es el factor de empaquetamiento que se define como:

$$k_{cp} = \frac{\text{área ocupada por los conductores}}{\text{área total de la ranura}} \quad (53)$$

-**Resistencia debida a la cabeza de bobina** se define como:

$$R_e = \frac{\rho n_s^2 \pi \tau_c}{k_{cp} A_s} \quad (54)$$

Donde  $n_s$  es el número de conductores que ocupan la ranura y  $\tau_c$  el paso de bobina, dado por

$$\tau_c = \alpha_{cp} \tau_p \quad (55)$$

En la ecuación (55)  $\alpha_{cp}$  es la fracción de polos de bobina:

$$\alpha_{cp} = \frac{\tau_c}{\tau_p} = \frac{\text{int}(N_{spp})}{N_{spp}} \quad (56)$$

y  $\tau_p$  el paso de polo magnético, en metros.:

$$\tau_p = R_{r0} \theta_p \quad (57)$$

Donde  $\theta_p$  es el paso de polo angular. Se define como:

$$\theta_p = \frac{2\pi}{N_m} \quad (58)$$

### 3.9.2 Inductancia

Al circular intensidad por los conductores se crea en torno a ellos un flujo magnético  $\phi$ , como se muestra en la figura 28.a y 28.b. La inductancia total será la suma de cada una de las componentes de la autoinductancia y de la inductancia mutua.

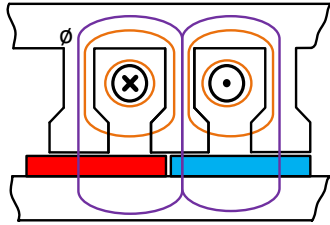


Figura 28.a. Trayectorias del flujo creado por los conductores en las ranuras y en el entrehierro.

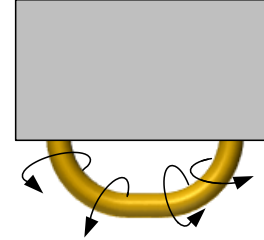


Figura 28.b. Trayectorias del flujo creado por los conductores en la cabeza de bobina.

#### 3.9.2.1 Autoinductancia

La inductancia del bobinado de una fase está relacionada con la energía almacenada en forma de campo magnético y solo se debe a la corriente que circula por el bobinado.

La inductancia de una bobina tiene varias componentes en función de las diferentes zonas donde se almacena la energía. Las tres componentes que contribuyen a la autoinducción son la inductancia en el entrehierro y las de dispersión en las ranuras y en las cabezas de bobinas.

$$L = L_g + L_s + L_e \quad (59)$$

**-Inductancia del entrehierro** es debida al flujo que se cierra a través del entrehierro, mostrado en la figura 28.a. Despreciando las reluctancias del estator y del rotor se obtiene el valor de la inductancia en el entrehierro a partir de la figura 29.

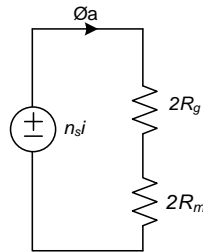


Figura 29. Circuitos magnéticos para calcular el flujo del entrehierro debido a la corriente de la bobina

$$L_g = \frac{n_s^2}{2(R_g + R_m)} \quad (60)$$

o bien, desarrollando las expresiones de las reluctancias,

$$L_g = \frac{n_s^2 \mu_R \mu_0 L \tau_P}{2(l_m + \mu_R g_e)} \quad (61)$$

**Inductancia de dispersión de la ranura.** Es debida al flujo que circula de un diente adyacente a través de la ranura (figura 28.a). Esta inductancia depende de la geometría de la ranura y la disposición del bobinado. De modo que cuanto menor sea la anchura de la ranura mayor será esta inductancia.

En el desarrollo se considerarán las ranuras rectas, que las líneas de campo están distribuida uniformemente por toda la ranura (figura 28) y que el campo magnético dentro de la ranura es paralelo al rotor y al estator. Existen dos formas de calcularla. El primero consiste en integrar la inductancia o permeancia incremental para obtener la inductancia total. El segundo, se basa en la igualdad de coenergía. Este método será el que se usará en este TFG [1]:

$$W_c = \frac{1}{2} Li^2 = \iint \frac{1}{2} \mu_0 H^2 dV \quad (62)$$

Aplicando esta expresión de la coenergía sobre la ranura de la figura 30, resulta

$$L_s = \frac{\iint \mu_0 H^2 dV}{i^2} \quad (63)$$

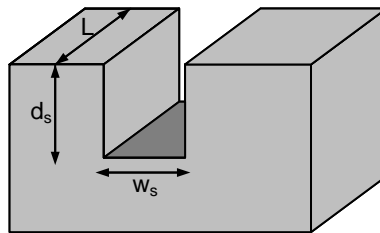


Figura 30. Geometría de una ranura rectangular.

Se considerará que la intensidad del campo en la ranura es:

$$H(x) = \frac{n_s i}{w_s} \frac{x}{d_s} \quad (64)$$

Donde x es la distancia desde el fondo de la ranura.

Sustituyendo (63) en (64) se obtiene la expresión de la inductancia de dispersión en la ranura,

$$L_s = \left( \frac{n_s^2}{3} \right) \frac{\mu_0 d_s L}{w_s} \quad (65)$$

**-Inductancia de cabeza de bobina** se debe al flujo magnético creado en la parte del bobinado que no está contenido en la ranura, como se muestra en la figura 28.b. Este tipo de inductancia es muy difícil de determinar puesto que depende de la disposición de la cabeza de bobina y de un conjunto de restricciones del campo magnético. Por ello, tomaremos la aproximación de Lixhschitz-Garik and Whipple(1961) utilizada en [1],

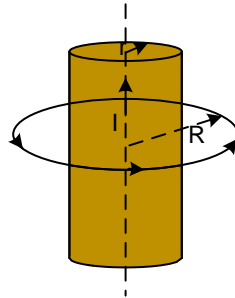


Figura 31. Campo magnético sobre un conductor cilíndrico

1. La inductancia de cabeza de bobina para un devanado de una sola capa:

$$L_{es} = \frac{n_s^2 \mu_0 \tau_p}{8} \ln \left( \frac{\tau_p^2 \pi}{4 d_s w_s} \right) \quad (66)$$

2. La inductancia de cabeza de bobina para un devanado de doble capa:

$$L_{ed} = \frac{n_s^2 \mu_0 \tau_p}{16} \ln \left( \frac{\tau_p^2 \pi}{2 d_s w_s} \right) \quad (67)$$

Aplicando los conceptos vistos hasta ahora para cada uno de los términos de la inductancia a un motor de flujo radial resultan:

#### -Inductancia de dispersión en el entrehierro

Se ha incluido el factor de distribución para compensar la inductancia del entrehierro en un devanado distribuido.

$$L_g = \frac{n_s^2 \mu_R \mu_0 L \tau_c k_d}{4(l_m + \mu_R k_c g)} \quad (68)$$

#### -Inductancia de dispersión de ranura

Se realizarán algunas modificaciones respecto a la ecuación (65), ya que en este caso la ranura no será rectangular sino que tendrá forma trapezoidal (Figura 32). De modo que el primer término de (69) es debido a la inductancia en el área de bobinado, el segundo es debido a la porción de la pendiente de la zapata y el tercero se debe al extremo de la zapata que no requiere de ninguna corrección. En la figura 32 se muestra la geometría correspondiente a la ecuación (69).

$$L_s = n_s^2 \left[ \frac{\mu_0 d_3^2 L}{3 A_s} + \frac{\mu_0 d_2 L}{(w_s + w_{si})/2} + \frac{\mu_0 d_1 L}{w_s} \right] \quad (69)$$

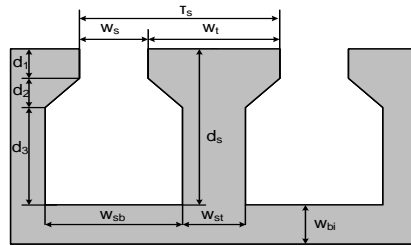


Figura 32. Geometría de las ranuras del estator.

#### -Inductancia de cabeza de bobina

Se obtiene de la ecuación (70) donde  $d_s w_s$  es sustituido por el área de la sección de trapezoidal transversal.

$$L_e = \frac{n_s^2 \mu_0 \tau_c}{8} \ln \left( \frac{\tau_c^2 \pi}{4 A_s} \right) \quad (70)$$

#### 3.9.2.2 Inductancia mutua

La inductancia mutua se define como el flujo que ve pasar una bobina debida a la circulación de intensidad por otra bobina.

$$M_{kj} = \left[ \frac{\lambda_j}{I_k} \right]_{I_j=0} \quad (71)$$

La inductancia mutua entre fases de un motor de imanes permanentes es normalmente pequeña comparada con la autoinducción. Sólo suele tenerse en cuenta en motores brushless donde la tensión inducida en la bobina no excitada es utilizada como sensor de posición.

### 3.10 Potencia y par monofásicos

Como se comentó en el apartado 3.7 la potencia eléctrica interna por fase convertida en mecánica es igual al producto de la fem por la intensidad. Para una fase se tiene que;

$$P_{eiF} = E_F I_F \cos \delta = \frac{e_{Fp}}{\sqrt{2}} \frac{i_{Fp}}{\sqrt{2}} \cos \delta \quad (72)$$

Siendo  $I_F$  y  $E_F$  la intensidad eficaz y la tensión eficaz de fase, respectivamente.  $i_{Fp}$  y  $e_{Fp}$  son la intensidad y la fem de fase de pico.  $\delta$  es el desfase entre  $E$  e  $I$ . Como la intensidad procede de un convertidor electrónico que actúa como fuente de corriente, la fase puede ser controlada de forma que  $\cos \delta = 1$ .

El par, se obtendrá de dividir (72) por  $\omega$ .

$$T_{emF} = \frac{E_F I_F}{\omega} = \frac{e_{Fp}}{\sqrt{2}} \frac{i_{Fp}}{\sqrt{2}} \frac{1}{\omega} \quad (73)$$

### 3.11 Potencia y par trifásicos

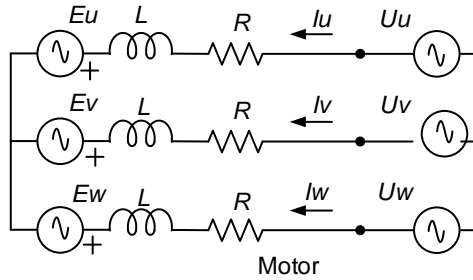


Figura 33. Esquema trifásico.

Para las tres fases, la potencia eléctrica total convertida a mecánica,  $P_e$ , es:

$$P_{ei} = P_{mi} = 3E_F I_F = \frac{3}{2} e_{Fp} i_{Fp} \quad (74)$$

Y por tanto, el par es:

$$T_{em} = \frac{3}{2} \frac{e_{Fp} i_{Fp}}{\omega} \quad (75)$$

Que también puede ser expresado en función de la inducción máxima y de los coeficientes,  $K_p$ ,  $K_d$  y  $K_s$ .

$$T_{em} = \frac{P_{mi}}{\omega_m} = \frac{3}{2} N_m K_d K_p K_s B_g L R_o N_{spp} n_s i \quad (76)$$

La ecuación (74) también puede expresarse como

$$P_{mi} = \frac{\sqrt{3}}{2} e_{Lp} i_{Fp} \quad (77)$$

siendo  $e_{Lp}$  el valor máximo de la fem de línea.

Es importante destacar que la potencia y el par debido a una fase son pulsantes, ya que resultan del producto de la tensión de fase, senoidal, por la intensidad de fase, también senoidal (figura 34). La potencia está formada por un término constante y otro pulsante de frecuencia doble de la frecuencia de las ondas que la generan. Sin embargo, la potencia debida a las tres fases no tiene término pulsante, ya que se cancelan entre sí los términos pulsantes debidos a cada fase, como se puede observar en la figura 35.

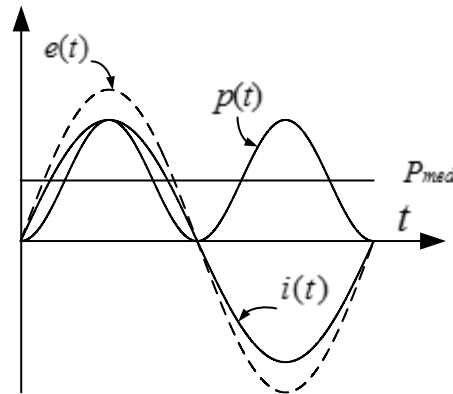


Figura 34. Potencia monofásica con desfase cero entre tensión e intensidad.

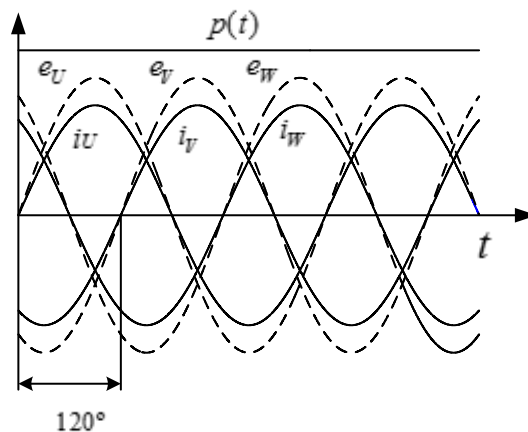


Figura 35. Potencia trifásica con desfase cero entre tensión e intensidad.

Esta importante característica hace posible que la potencia, y por tanto el par para alimentación trifásica no tengan rizado, o al menos, teóricamente, ya que para que se cancelen los términos pulsantes de cada fase el sistema ha de ser perfectamente simétrico. Es decir, que tengan la misma amplitud, el mismo desfase de 120 grados y que al menos una de las ondas involucradas, tensión o intensidad sean perfectamente senoidales.



### 3.12 Rendimiento

El rendimiento de la máquina es el cociente entre la potencia  $P_{\text{útil}}$  y la potencia absorbida,  $P_{\text{abs}}$ .

$$\eta = \frac{P_{\text{útil}}}{P_{\text{abs}}} = \frac{P_{\text{útil}}}{P_{\text{útil}} + P_{\text{perd}}} = \frac{1}{1 + \frac{P_{\text{perd}}}{P_{\text{útil}}}} \quad (78)$$

Como pérdidas se considerarán las del hierro y las del cobre. Por lo general las pérdidas en el hierro son reducidas

$$P_{\text{perd}} = 3I^2R + P_{st} \quad (79)$$

$$P_{\text{útil}} = 3EI \quad (80)$$

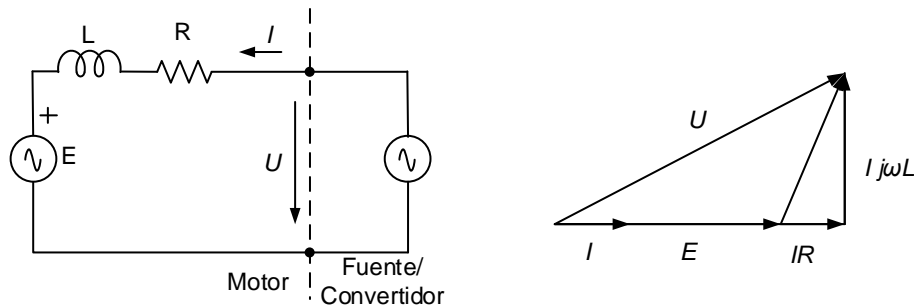


Figura 36. Circuito equivalente de una fase.

Como se puede observar el rendimiento depende de la tensión de vacío y por tanto de la velocidad.

Las pérdidas totales en el hierro son causadas por la suma de las pérdidas de histéresis y las pérdidas parásitas o de Foucault. En este caso no usaremos las ecuaciones experimentales de cada una de ellas según el tipo de acero aleado. Esto es debido a que los fabricantes proporcionan las pérdidas específicas (pérdidas por Kg) en función de la frecuencia. De modo que la fórmula que usaremos será:

$$P_{st} = P_{(1 \div 50)} \left( \frac{f}{50} \right) B^2 G_{st} \quad (81)$$

Donde:

$P_{st}$ : pérdidas debidas al hierro.

$P_{(1 \div 50)}$ : pérdidas específicas por kilogramo medidas a 1T y a 50 Hz

$f$ : frecuencia de las inversiones magnéticas

$B$ : es la densidad de flujo calculada para una parte dada de la máquina.

$G_{st}$ : masa de la parte de la máquina de la que se calculan las pérdidas en el hierro.

En nuestro caso diferenciaremos dos grupos de pérdidas: en los dientes y en el yugo, ya que en cada una de las zonas presenta una densidad de flujo diferente.

### 3.13 Par de cogging

El par de cogging se define como la resistencia periódica al giro originado por la atracción magnética entre los imanes y los dientes del estator cuando existe coincidencia o periodicidad de ambos. Este fenómeno está presente en todos los motores de imanes permanentes, aunque en mayor medida en los que cuentan con un reducido número de imanes y de dientes. En los motores de gran tamaño, y por tanto con un gran número de polos y ranuras, puede reducirse el cogging eligiendo una adecuada relación imanes-ranuras.

El par de cogging se mide por el número de ciclos o períodos  $N_{cog}$  del rizado de par por cada  $360^\circ$  mecánicos. Esto resulta del mínimo común múltiplo del número de imanes,  $N_m$ , y de ranuras,  $N_r$ . El efecto del par de cogging es menor cuanto mayor es el número de cogging.

Además de la selección de un número adecuado de imanes y ranuras pueden emplearse otros medios para reducir el cogging. El más utilizado consiste en la inclinación de los imanes en sentido axial o la división del rotor en varios módulos de imanes ligeramente desplazados en forma de hélice. Con esto se favorece la no coincidencia de los imanes y los dientes.

### 3.14 Motor de flujo axial

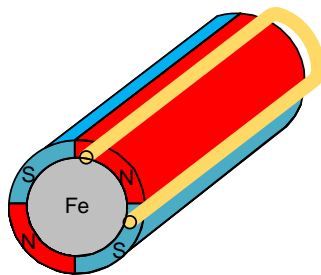


Figura 37.a. Motor de flujo radial con una espira

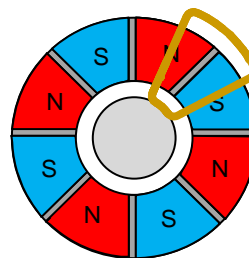


Figura 37.b. Motor de flujo axial con una espira.

En este apartado se desarrollan para el motor de flujo axial las mismas ecuaciones estudiadas en apartados anteriores para el motor de flujo radial. Ambos tipos de motores comparten la mayoría de las ecuaciones que definen su funcionamiento, pero en algunos casos, requieren de un estudio específico. Un aspecto diferencial es la velocidad lineal de los imanes respecto de los conductores, que dificulta el estudio de la fem y del par de cogging en los motores de flujo axial cuando los imanes tienen inclinación.

#### 3.14.1 Fuerza electromotriz inducida.

La fem inducida en un conductor recto con dirección radial puede obtenerse a partir de la figura 38. En ella se representa un imán discretizado en sentido radial. La velocidad de cada anillo  $dr$ , o *slice*, es diferente según el radio.

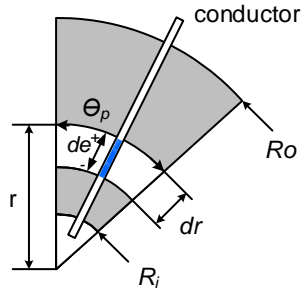


Figura 38. Geometría para el cálculo del par en un motor de flujo axial con conductor radial

La fem incremental producida en un radio  $r$  por la interacción de  $B_g$  y de un conductor de longitud  $dr$  y dirección radial es:

$$de(r) = B_g \omega_m r dr \quad (82)$$

Se considerará que la onda de inducción  $B_g$  de cada *slice* tienen origen de fase sobre un mismo radio (imanes sin inclinación).

Integrando la ecuación (82) se obtiene:

$$e_1(r) = B_g \omega \int_{R_i}^{R_o} r dr = B_g \omega_m \frac{(R_o^2 - R_i^2)}{2} \quad (83)$$

Una vez deducida la fem en un conductor se puede obtener la de una fase:

$$e = N_m K_e B_g N_{spp} n_s \frac{R_o^2 - R_i^2}{2} \omega_m \quad (84)$$

Donde se ha considerado  $K_e$  como el conjunto de factores de paso, distribución y sesgo. Seguidamente, se estudian cada uno de estos coeficientes para el motor de flujo axial.

#### 3.14.1.1 Factor de paso

Como se muestra en la figura 39 el concepto de factor de paso es el mismo que se expuso en el apartado 3.6.1. Por consiguiente la ecuación (30) es la misma para un motor de flujo axial.

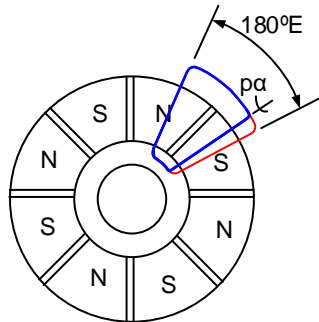


Figura 39. Disposición de una bobina de paso acortado en un motor de flujo axial.4

### 3.14.1.2 Factor de distribución

Como se muestra en la figura 40 el concepto de factor de distribución expuesto en el apartado 3.6.2 es el mismo para un motor de flujo axial. Por consiguiente la ecuación (36) es también de aplicación para un motor de flujo axial.

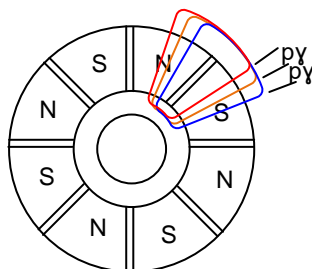


Figura 40. Devanado distribuido de tres bobinas por fase y polo.

### 3.14.1.3 Factor de inclinación

El efecto de la inclinación de las ranuras en un motor de flujo axial debe ser abordado de forma diferente a como se hizo para el caso del motor de flujo radial. Esto se debe a que el desfase de la tensión entre los diferentes *slices* es independiente del radio pero no su amplitud, ya que esta depende de la velocidad lineal, que a su vez depende del valor del radio. Esto se puede observar en los diagramas de las figuras 42.a, correspondiente a una espira inclinada en un motor de flujo radial y en la figura 42.b, correspondiente a una espira inclinada en un motor de flujo axial. En la primera se observa que las ff. ee. mm. de cada tramo tienen igual amplitud y el incremento angular es igual en todas ellas. En cambio, en la segunda se observa como la amplitud de la tensión en cada tramo va aumentando con el radio.

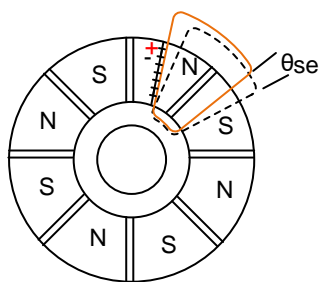


Figura 41. Disposición de una bobina inclinada.

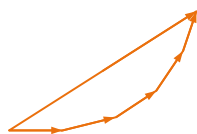


Figura 42.a. Composición fasorial de la fem en el caso con flujo radial.

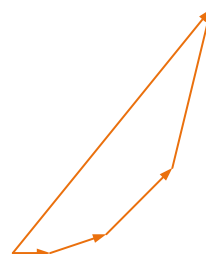


Figura 42.b. Composición fasorial de la fem en el caso de flujo axial.

Para los fines de este TFG sólo se considerará el caso de ranuras rectas y de imanes formando sectores sin inclinación. La fem es entonces

$$e = N_m K_p K_d B_g N_{spp} n_s \frac{R_o^2 - R_i^2}{2} \omega_m \quad (85)$$

### 3.14.2 Par en un motor de flujo axial

Como se comentó en el apartado 3.7 el par puede expresarse como el cociente entre la potencia mecánica y la velocidad angular. A su vez, teniendo en cuenta que la potencia eléctrica es convertida en mecánica. Entonces, el par en un motor de flujo axial puede ser expresado como:

$$T_{em} = \frac{P_{mi}}{\omega_m} = N_m K_p K_d B_g N_{spp} n_s (R_o^2 - R_i^2) i \quad (86)$$

### 3.14.3 Circuito equivalente por fase

El circuito equivalente de una fase, considerando los efectos de la resistencia y la inductancia así como el convertidor que lo alimenta, se muestra en la figura 43 junto con su diagrama fasorial. En esta figura puede observarse como el convertidor se ha modelado como una fuente de corriente en fase con la tensión inducida  $E$ . La caída de tensión en la resistencia depende sólo de la intensidad y del valor de  $R$ , pero la caída de tensión en la inductancia  $L$  depende de la intensidad y de la frecuencia de la misma. El convertidor debe ser capaz de suministrar la tensión  $E$  más la caída de tensión en  $L$  y en  $R$ .

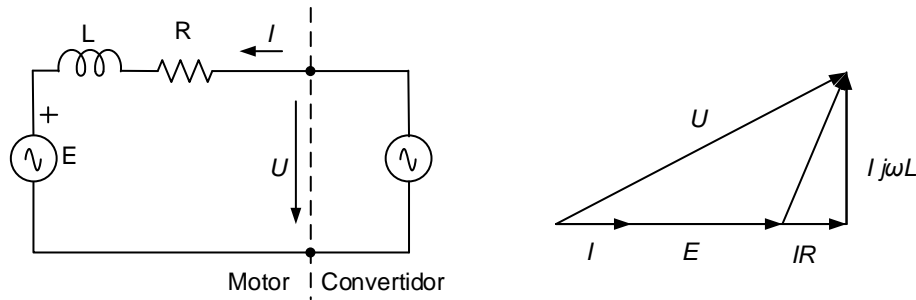


Figura 43. Circuito equivalente de una fase y su diagrama fasorial

### 3.14.4 Resistencia

En el caso de un motor de flujo axial la ecuación de la resistencia es algo diferente a la estudiada en el apartado 3.9.1 debido a la disposición de los conductores, ya que las longitudes de cabezas de bobinas exteriores e interiores no son iguales. Basándonos en las ecuaciones (52) y (54) y particularizando para un motor de flujo axial objeto de estudio. Se obtiene:

$$\begin{aligned} R_{1B} &= \rho \frac{l}{S} = \rho \frac{n^{\circ} \text{espiras} \times \text{longitud de una espira}}{\text{Sección de una espira}} = \\ &= \rho \times n^{\circ} \text{espiras} \times \frac{\left( 2 \times (R_o - R_i) + \frac{2\pi R_o}{N_s} + \frac{2\pi R_i}{N_s} \right)}{\pi \frac{d^2}{4}} \end{aligned} \quad (87)$$

### 3.14.5 Inductancia

Para el cálculo de la inductancia por fases es necesario calcular la inductancia propia debida al entrehierro, de dispersión de ranura y de cabeza de bobina. Como se comentó

en el apartado 3.9.2.2 la inductancia mutua será despreciable frente al valor de la inductancia propia.

#### 3.14.5.1 Autoinductancia

##### -Inductancia del entrehierro

Particularizando la expresión de la inductancia ecuación (68) a la topología de nuestro motor de flujo axial, de simple estator, se obtiene:

$$L_g = \frac{n_s^2 \mu_0 \mu_r A_c}{2 (l_m + 2 \mu_r k_{cg})} \quad (88)$$

Donde  $A_c$  es el área atravesada por el flujo en el entrehierro:

$$A_c = \frac{\pi R_0^2 - \pi R_i^2}{2\pi} \theta_c \quad (89)$$

Siendo  $\theta_c$  el ángulo ocupado por el diente.

##### -Inductancia de dispersión de la ranura

Partiendo de la ecuación (69) y realizando las modificaciones pertinentes para un motor de flujo axial. Resulta:

$$L_s = n_s^2 \left[ \frac{\mu_0 d_3}{3w_{sb}} + \frac{\mu_0 d_2}{(w_s + w_{sb})/2} + \frac{\mu_0 d_1}{w_s} \right] (R_0 - R_i) \quad (90)$$

##### -Inductancia de cabeza de bobina

En este caso se considerará la inductancia por ranura como la suma de la mitad de la cabeza de bobina interior más la mitad de la exterior. Cada término será para un devanado de una sola capa.

$$L_e = \frac{n_s^2 \mu_0 \tau_{co}}{8} \ln \left( \frac{\tau_{co}^2 \pi}{2A_s} \right) + \frac{n_s^2 \mu_0 \tau_{ci}}{8} \ln \left( \frac{\tau_{ci}^2 \pi}{2A_s} \right) \quad (91)$$

Donde:

$\tau_c$  es el paso de bobina que se divide en dos componentes: paso de bobina del radio externo del radio interno. Estos se definen como:

$$\tau_{co} = \alpha_{cp} \tau_{pi} \quad (92)$$

$$\tau_{ci} = \alpha_{cp} \tau_{po} \quad (93)$$

A su vez,  $\alpha_{cp}$  es la fracción de bobina-polo que se define como:

$$\alpha_{cp} = \frac{\text{int}(N_{spp})}{N_{spp}} \quad (94)$$

$\tau_{pi}$  y  $\tau_{po}$  se definen como paso de polo magnético interno y externo, respectivamente.

$$\tau_{pi} = R_i \theta_p \quad (95)$$

$$\tau_{po} = R_o \theta_p \quad (96)$$

Siendo el paso de polo angular:

$$\theta_p = \frac{2\pi}{N_m} \quad (97)$$

Por último,  $A_s$  es el área disponible de la ranura para que se alojen los conductores quedando definida por:

$$A_s = w_{sb} d_3 \quad (98)$$

#### 3.14.6 Par trifásico

El par trifásico en un motor de flujo axial se basa en la expresión (76)

$$T_{me} = \frac{P_{mi}}{\omega_m} = \frac{3}{2} N_m K_p K_d K_s B_g N_{spp} n_s (R_o^2 - R_i^2) i \quad (99)$$

#### 3.14.7 Rendimiento

Se considerará la misma expresión que en el apartado 3.8 puesto que se basa en el modelo del circuito equivalente, y este es el mismo tanto en el motor de flujo radial como en axial.

#### 3.14.8 Potencia trifásica

Para el cálculo de la potencia trifásica en un motor de flujo axial se considera el mismo razonamiento que para el cálculo del rendimiento en motores de flujo radial. Por consiguiente, usaremos la ecuación (77).

#### 3.14.9 Par de cogging

El par de cogging en un motor de flujo axial es el mismo concepto que para un motor de flujo radial en cuanto al período y frecuencia de cogging. Pero no es igual en cuanto al método de su eliminación, puesto que para un motor de flujo radial es comúnmente eliminado mediante la inclinación de los imanes o de las ranuras. En un motor de flujo axial cada *slice* presenta un par diferente por lo que no es aplicable el método anterior.

## 4. DISEÑO DEL MOTOR DE FLUJO AXIAL

### 4.1 Datos de partida

Se tomarán como datos de partida los correspondientes al motor de flujo axial del proyecto base:

Velocidad nominal: 600 rpm.

Par nominal: 13 Nm.

Par máximo: 30 Nm.

Tensión de alimentación nominal: 400V

Frecuencia de alimentación: variable de 0 a 100Hz.

### 4.2 Elección del número de imanes y de ranuras

La selección del número de ranuras y de imanes es uno de los aspectos principales del diseño. Los factores de los que depende son múltiples:

- Frecuencia eléctrica. A mayor número de polos, la frecuencia es mayor, lo que produce mayores pérdidas en el hierro. En este sentido, la velocidad nominal influye decisivamente.
- Dimensiones de las ranuras y de los dientes. Las dimensiones de los dientes deben cumplir ciertos requisitos mecánicos de rigidez, que limitan el número máximo de dientes para un diámetro dado de motor. La relación de aspecto de los dientes no suele ser mayor de 5.
- Dimensiones de los imanes. La forma final de los imanes debe ser de fácil fabricación, debiendo evitarse curvaturas pronunciadas como corresponderían a un número de polos muy bajo.
- Par de cogging. En algunos diseños este apartado es crítico. Debe elegirse una combinación que genere el máximo valor de frecuencia de cogging.
- 

Teniendo en cuenta estos factores se han considerado las siguientes configuraciones:

1.- N° de ranuras: 30, N° de imanes: 28

2.- N° de ranuras: 30, N° de imanes: 22

La elección del tipo de imanes permanentes se hará en base a las siguientes consideraciones: elevada energía magnética, resistencia a las altas temperaturas, resistencia a la desmagnetización y a la oxidación. El mercado actual de imanes permanentes nos conduce casi inevitablemente a la opción de imanes de Nd-Fe-B.

En la figura 19 se muestra la curva del segundo cuadrante de imanes de Nd-Fe-B frente a sus otros tipos competitivos en el mercado.



### 4.3 Elección del tipo de bobinado

En este apartado se expondrá en primer lugar los tipos de bobinados estudiados y las razones que se han tenido en cuenta en la elección del bobinado definitivo. Tras definir el tipo de bobinado se pasará a explicar cómo se han realizado los cálculos para la obtención de la distribución del bobinado.



#### 4.3.1 Devanado distribuido y devanado concentrado.

Los tipos de bobinados que se estudiarán en este TFG serán los concentrados y los distribuidos. Los concentrados son aquellos en los que en cada una de las ranuras del estator se encuentran alojados las espiras de una misma fase. Sin embargo, en los distribuidos las ranuras pueden estar ocupadas por espiras de distintas fases. En las figuras 44.a y 44.b se muestran los dos tipos, respectivamente.



Figura 44.a. Espiras con disposición concentrada. Figura 44.b. Espiras con disposición distribuida.

En nuestro caso, utilizaremos un devanado concentrado con bobinas de paso una ranura, o *Non-Overlapping Concentrated Windings*, que es una configuración muy utilizada en motores de imanes permanente en la actualidad.

Las principales ventajas que presenta esta disposición de los conductores frente a la configuración distribuida son las siguientes:

Las cabezas de bobinas no se solapan entre sí, ocupando menos espacio que las de los bobinados distribuidos. Esto implica ventajas tanto para la manufacturación como de coste de material. Además, presentan menor resistencia y menos inductancia, ya que la longitud ocupada por los conductores es menor. También presentan un valor superior del factor de empaquetamiento, ya que el proceso de insertado automático de las bobinas presenta menos dificultad que en los bobinados distribuidos.

Los bobinados concentrados son muy utilizados en la actualidad debido principalmente a la reducción de espacio y ahorro de conductores.

#### 4.3.2 Diseño del bobinado

En este apartado se muestran los pasos seguidos en el cálculo del bobinado. En principio se realizaron para la configuración de 28 imanes y 30 ranuras que era lo que estaba previsto para este TFG. Pero, se decidió realizar algunos ensayos con la configuración de 22 imanes y 30 ranuras así que fue necesario realizar todos los cálculos para las dos configuraciones.

A continuación, se muestran cada uno de los pasos realizados:

1º) Determinación de los grados mecánicos que le corresponden a cada bobina, suponiendo la primera de ellas como la de origen, es decir, 0º. En la ecuación 100 se muestra cómo se ha calculado el ángulo entre dos bobinas consecutivas. Además, en la tabla 1 se recogen los valores de los ángulos mecánicos correspondientes a cada una de las bobinas. En la figura 45.a se muestra las bobinas en el estator y en la figura 45.b la representación mediante vectores de la posición angular de cada una de las bobinas.

$$\alpha_M = \frac{360^\circ}{\text{número de bobinas}} \quad (100)$$

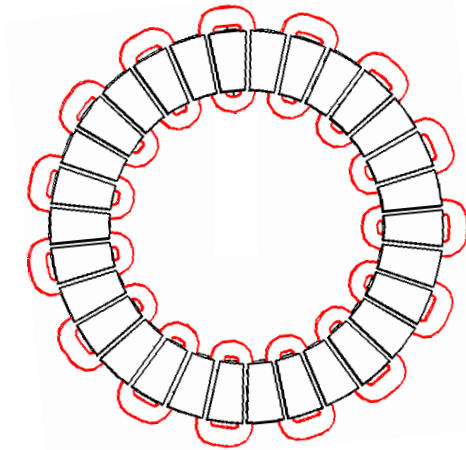


Figura 45.a. Representación del estator con las bobinas.

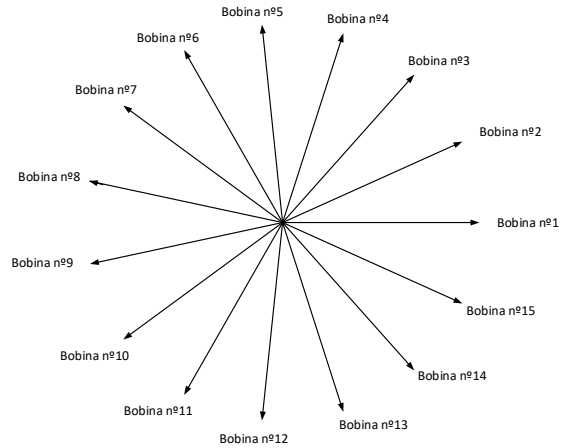


Figura 45.b. Representación de los ángulos mecánicos correspondientes a cada bobina para las dos configuraciones.

2º) Una vez obtenido los grados mecánicos se procede a calcular los grados eléctricos correspondientes a cada una de las bobinas. Esto se recoge en la tercera columna de la tabla 1.

$$^{\circ}E = \text{número de pares de polos} \times \text{grados mecánicos} \quad (101)$$

Tabla 1. Grados mecánicos y eléctricos correspondientes a cada bobina para la configuración de 28 imanes

Número de bobina	Grados mecánicos ( $^{\circ}M$ )	Grados eléctricos ( $^{\circ}E$ )
1	0	0
2	24	336
3	48	672
4	72	1008
5	96	1344
6	120	1680
7	144	2016
8	168	2352
9	192	2688
10	216	3024
11	240	3360
12	264	3696
13	288	4032
14	312	4368
15	336	4704

3º) Representación mediante vectores de los ángulos eléctricos de cada una de las bobinas. Para ello, se hará uso de la expresión (102). El resultado se muestra en la figura 46.

$$\alpha_{elec} = \left[ \frac{\alpha_{mec} \times p}{360} - \text{int} \left( \frac{\alpha_{mec} \times p}{360} \right) \right] \times 360 \quad (102)$$

4º) Una vez dibujadas las posiciones de las bobinas mediante sus vectores eléctricos, se designan tres vectores desfasados entre sí  $120^{\circ}$  que serán usados como referencias

para cada una de las tres fases (A, B y C) del sistema trifásico, como se muestra en la figura 46.

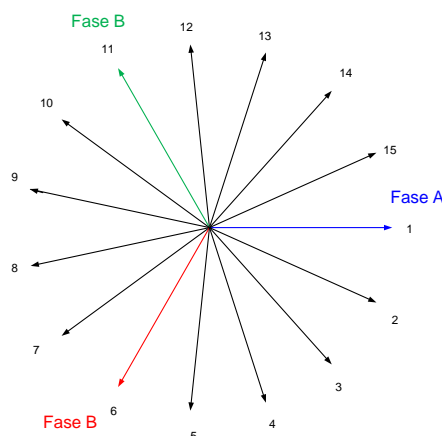


Figura 46. Representación de los vectores eléctricos de cada una de las bobinas indicando el sistema trifásico para la configuración de 28 imanes.

5º) Se divide el número de bobinas totales entre el número de fases con el objetivo de obtener el número de bobinas que le pertenece a cada una de las fases. En nuestro caso son 5 bobinas por cada fase.

6º) A continuación, se fijan seis sectores angulares. Los tres primeros se situarán formando  $\pm 30$  grados alrededor de cada uno de los vectores de referencia de cada fase. Los otros tres serán opuestos a los anteriores. Los vectores que caigan dentro de los tres primeros sectores formarán parte de la fase correspondiente, y los que caigan dentro de los sectores opuestos, formarán también parte de la misma fase, pero con polaridad contraria. En la figura 47 se muestran los vectores con diferentes colores según la fase a la que pertenecen.

La figura 48 muestra la fase resultante de cada bobina una vez agrupadas éstas por fase y con la polaridad correspondiente.

En la figura 49 se representan cada una de las bobinas con el sentido de circulación de la corriente.

El procedimiento descrito permite obtener el máximo factor de distribución para una configuración dada de imanes y de ranuras.

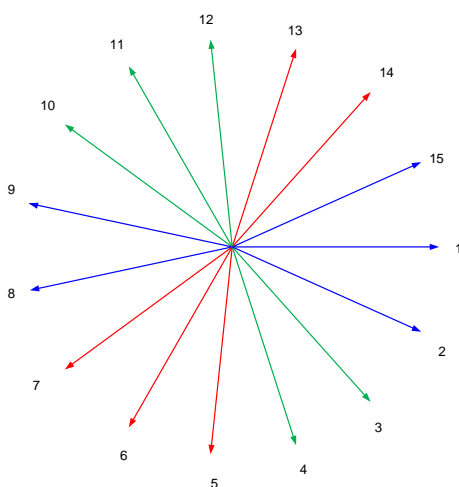


Figura 47. Representación de las bobinas que pertenecen a cada una de las fases en la configuración de 28 imanes.

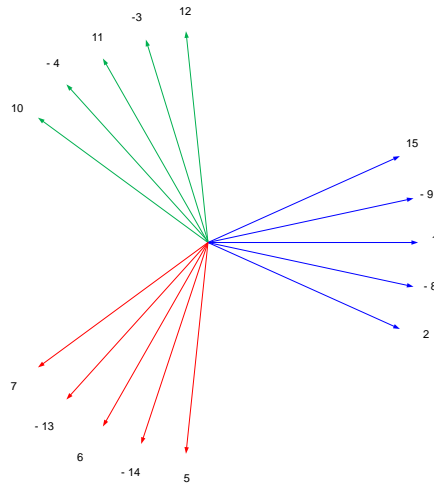


Figura 48. Representación de las bobinas que pertenecen a cada una de las fases en la configuración de 28 imanes indicando el signo de la corriente de cada bobina.

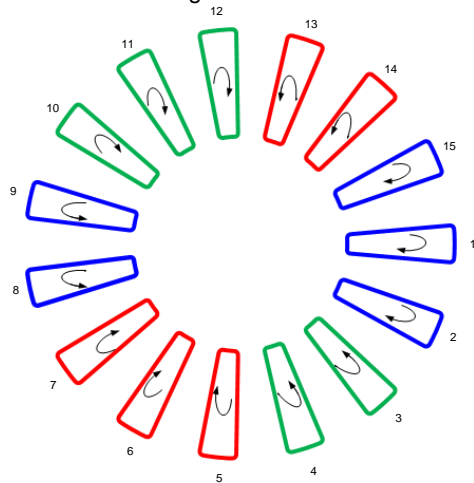


Figura 49. Sentido de la corriente en cada una de las bobinas para la configuración de 28 imanes.

Del mismo modo descrito anteriormente se han realizado los cálculos para la configuración de 22 imanes como se muestra en la tabla 2 y las figuras 50, 51, 52 y 53.

Tabla 2. Grados mecánicos y eléctricos correspondientes a cada bobina para la configuración de 22 imanes.

Número de bobina	Grados mecánicos (°M)	Grados eléctricos (°E)
1	0	0
2	24	264
3	48	528
4	72	792
5	96	1056
6	120	1320
7	144	1584
8	168	1848
9	192	2112
10	216	2376
11	240	2640
12	264	2904
13	288	3168
14	312	3432
15	336	3696

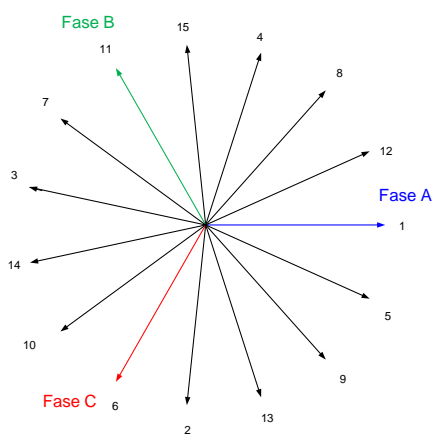


Figura 50. Representación de los vectores eléctricos de cada una de las bobinas indicando el sistema trifásico para la configuración de 22 imanes.

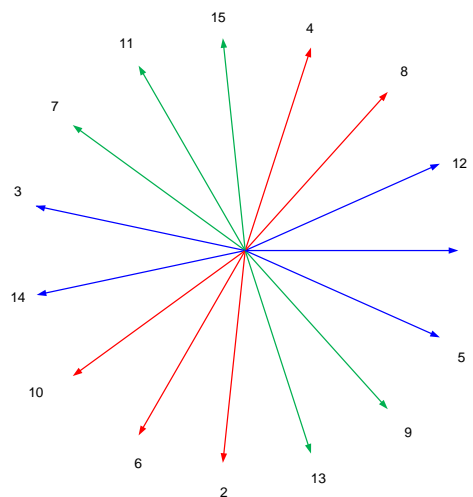


Figura 51. Representación de las bobinas que pertenecen a cada una de las fases en la configuración de 22 imanes.

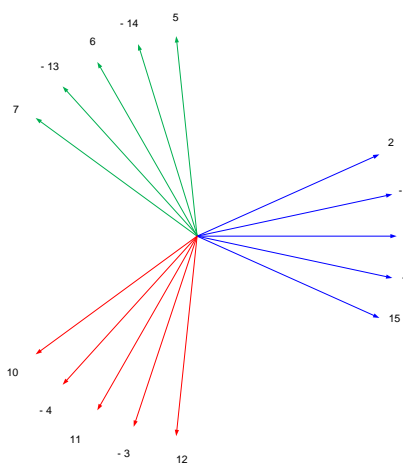


Figura 52. Representación de las bobinas que pertenecen a cada una de las fases en la configuración de 22 imanes indicando el signo de la corriente de cada bobina.

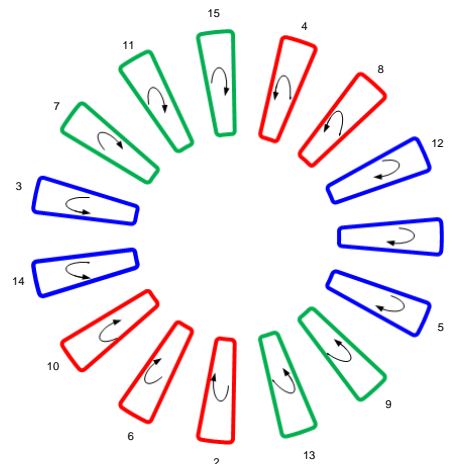


Figura 53. Sentido de la corriente en cada una de las bobinas para la configuración de 22 imanes.

#### 4.4 Cálculo analítico

En este apartado se procederá al cálculo analítico de los parámetros fundamentales del motor de flujo axial objeto de este TFG. Estos cálculos se realizarán con los parámetros de partida fijados en el apartado 4.1.

##### 4.4.1 Fuerza electromotriz de fase del motor de flujo axial con devanado concentrado

Para calcular la fem en el caso de devanado concentrado se partirá de la fem de un conductor dada en (83), de la cual se obtendrá la fem de una bobina, y a partir de esta la fem de una fase como se indica en las ecuaciones siguientes.

$$e_{cond} = B_g \omega_m \frac{(R_o^2 - R_i^2)}{2}$$

$$e_{Bobina} = e_{cond} 2 K_p n^o_{cond} \quad (103)$$

$$e_{Fase} = e_{Bobina} K_d N_{bob\ fase} \quad (104)$$

En primer lugar, se calcularán los factores de paso y de distribución y a continuación se determinará el número de conductores para obtener la fem.

A continuación, se muestran los cálculos de los parámetros mencionados anteriormente:

##### 1. Cálculo del factor de paso

Para el cálculo del factor de paso es necesario definir el ángulo entre dos conductores de una misma bobina, mostrado en la figura 54.

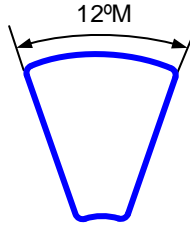


Figura 54. Ángulo mecánico de una espira.

Como se muestra en el apartado 3.14.1.1 el factor de paso en un motor de flujo axial se define como:

$$K_p = \cos\left(\frac{p\alpha}{2}\right)$$

En este caso,  $p\alpha$  es el ángulo de acortamiento

-Para la configuración de 22 imanes:

$$132^\circ E = 12^\circ M \times 11 \text{ pares de polos}$$

$$K_p = \cos\left(\frac{180 - 132}{2}\right) = 0.9135$$

-Para la configuración de 28 imanes:

$$168^\circ E = 12^\circ M \times 14 \text{ pares de polos}$$

$$K_p = \cos\left(\frac{180 - 168}{2}\right) = 0.9945$$

## 2. Cálculo del factor de distribución

En este caso usaremos para el cálculo del factor de distribución un método alternativo aunque equivalente al expuesto en el apartado 3.14.1.2. En este caso la suma geométrica de los vectores se calculará como se muestra en las figuras 55.a para 22 imanes y 55.b para el caso de 28 imanes. La suma aritmética en ambos casos es igual a 5.

$$K_d = \frac{E_f}{E_t}$$

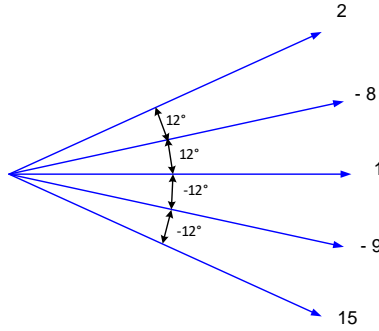


Figura 55.a. Representación del desfase entre bobinas de una misma fase para la configuración de 22 imanes.

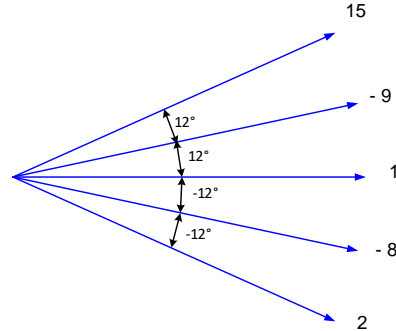


Figura 55.b. Representación del desfase entre bobinas de una misma fase para la configuración de 28 imanes.

Esto resulta para las dos configuraciones:

$$E_f = \sum_{k=-2}^2 e^{j-k\frac{\pi}{180}} = 4.7833856$$

$$K_d = \frac{4.7833856}{5} = 0.956677$$

## 3. Cálculo del número de conductores y de su diámetro.

Para calcular el número de conductores y su diámetro será necesario calcular la fem en un conductor (83)

$$e_{cond} = B_g \omega_n \frac{R_0^2 - R_i^2}{2}$$

El valor de la inducción en el entrehierro,  $B_g$ , depende de la inducción remanente y del factor de Carter según la siguiente expresión:

$$\frac{B_g}{B_r} = \frac{1}{1 + \mu_r \frac{l_g}{l_m} k_c} \quad (105)$$

Para los imanes de Nd-Fe-B, se tiene:  $B_r=1.2$  T,  $\mu_r=1$

Para la configuración de 22 imanes  $l_g=1.5$  mm y  $l_m=3$  mm y para la configuración de 28 imanes  $l_g=1.5$  mm y  $l_m=4$  mm.

Para la aplicación del coeficiente de Carter se han considerado los siguientes valores:

$$g_{c22\text{Imanes}} = (1.5+3) \text{ mm y } g_{c28\text{Imanes}} = (1.5+4) \text{ mm}$$

$$\frac{\tau_s}{w_s} = 0.5$$

$$w_s = 17.8/2$$

obteniéndose,

$$k_{c22\text{Imanes}} = 1.9569$$

$$k_{c28\text{Imanes}} = 2.3088$$

Sustituyendo en la ecuación (103) resulta:

$$B_{g28\text{Imanes}} = 0.4588T$$

$$B_{g22\text{Imanes}} = 0.7076T$$

y sustituyendo en la ecuación (102) los valores:

$$\omega_n = 20\pi \text{ rad/s}$$

$$R_i = 70 \text{ mm}$$

$$R_0 = 100 \text{ mm}$$

se obtiene la fem en los conductores:

$$e_{\text{Conductores22Imanes}} = 0.0735 \text{ V}$$

$$e_{\text{Conductores28Imanes}} = 0.1134 \text{ V}$$

En la figura 56 se muestra la onda de inducción respecto a la posición del rotor. En ella puede observarse el factor de paso en cada una de las espiras, ya que el cambio de polaridad se produce antes de los  $180^\circ\text{E}$  en el caso de 22 imanes, concretamente en  $132^\circ\text{E}$ , y en el caso de 28 imanes en  $168^\circ\text{E}$ . Esto queda recogido en las ecuaciones (103) y (104).

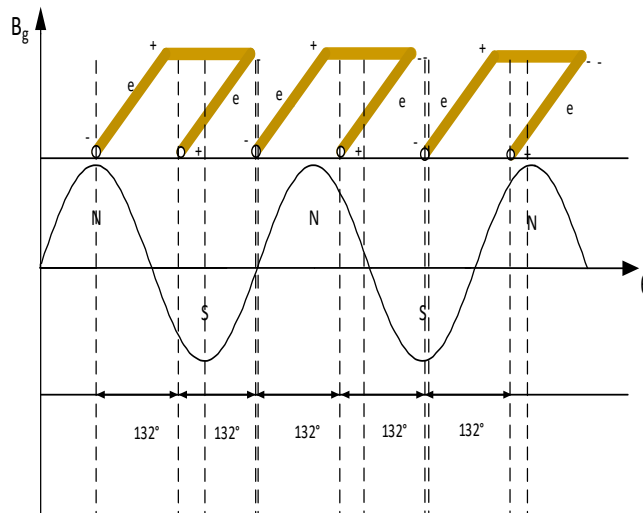


Figura 56.  $B_g$  frente  $\theta$  para  $132^\circ$  y 22 imanes y  $168^\circ$  y 28 imanes

Tras obtener la fem en los conductores se pasará a obtener el número de conductores por ranuras combinando las ecuaciones (103) y (104), obteniéndose:



$$n^{\circ} \text{ de conductores por ranura} = \frac{e_{Bobina}}{e_{cond} 2 K_p} = \frac{\frac{e_{Fase} \sqrt{2}}{K_d N_{bob fase}}}{B_g \omega_n \frac{R_0^2 - R_i^2}{2} 2 K_p} \quad (106)$$

El valor de la fuerza electromotriz de una fase,  $e_{Fase}$ , se fijará de forma que esté asegurado en todo momento el flujo de intensidad desde el convertidor a la máquina. Para ello, debe existir siempre una diferencia de tensión suficiente, aún en las condiciones más desfavorables de alimentación.

Dado que la máquina será alimentada por un convertidor de frecuencia con control vectorial de corriente, la tensión de alimentación se ajustará automáticamente, por lo que no será necesario considerar a dicha tensión como parámetro de partida. Solo será necesario asegurar que en las condiciones de máxima velocidad y mínima tensión de red del convertidor, la intensidad requerida por el motor le es suministrada.

Se tomará un valor de  $e_{Fase}$  igual al 65% de la tensión de fase nominal; es decir,

$$e_{Fase} = 0.65 \cdot U_{faseNom} = 0.65 \cdot 230V = 150V$$

Sustituyendo en (110) este valor, resulta

$$n^{\circ} \text{ de conductores por ranura } 22 \text{ Imanes} = 330$$

$$n^{\circ} \text{ de conductores por ranura } 28 \text{ Imanes} = 199$$

Por último, se calculará el diámetro de los conductores, que dependerá de la sección de las ranuras y del factor de empaquetamiento aplicado. La sección de ranura se obtiene tomando igual anchura para los dientes que para las ranuras sobre el diámetro medio del estator  $R_m$ , como se muestra en la figura 53.a. Los factores de empaquetamiento más usuales en motores con devanados concentrados suelen oscilar entre 0.2 y 0.4. En este caso se tomará un valor intermedio igual a 0.25. En la figura 53.b se muestran las dimensiones de las ranuras y cómo se alojan los conductores en ellas.

Realizando las operaciones citadas anteriormente resulta:

-longitud del paso de ranura:

$$\frac{2\pi \times 85}{30} = 17.802 \text{ mm}$$

-longitud de la ranura ocupada por los conductores:

$$\frac{17.802}{2} = 8.901 \text{ mm}$$

-área ocupada por los conductores:

$$\text{área total} = 8.901 \times 25 = 222.529 \text{ mm}^2$$

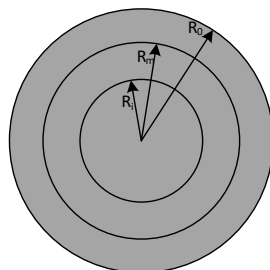


Figura 57.a. Radios máximo, mínimo y medio del estator

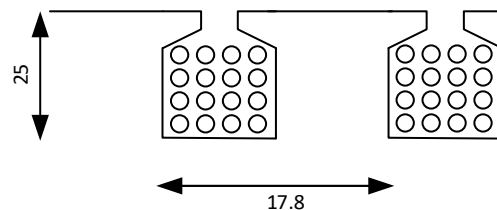


Figura 57.b. Conductores alojados en las ranuras del estator.

$$0.25 \text{ área} = \pi \left(\frac{d}{2}\right)^2 \times n^{\circ} \text{ de conductores} \quad (107)$$

Considerando un factor de empaquetamiento del 25%. Resulta de la ecuación (107):

$$\begin{aligned} d_{22\text{Imanes}} &= 0.44 \text{ mm} \\ d_{28\text{Imanes}} &= 0.58 \text{ mm} \end{aligned}$$

#### 4.4.2 Cálculo de la resistencia.

Para el cálculo de la resistencia por fases se aplicará la ecuación (87) donde los valores correspondientes son los siguientes:

$$\begin{aligned} R_0 &= 100 \text{ mm} \\ R_i &= 70 \text{ mm} \\ \rho &= \frac{1}{56} \Omega \cdot \text{m} \\ \text{Número de espiras}_{22\text{Imanes}} &= 199 \\ \text{Número de espiras}_{28\text{Imanes}} &= 330 \\ d_{22\text{Imanes}} &= 0.44 \text{ mm y } d_{28\text{Imanes}} = 0.58 \text{ mm} \end{aligned}$$

Una vez obtenido el valor de la resistencia en una bobina:

$$\begin{aligned} R_{22\text{Imanes}} &= 3.722 \Omega \\ R_{28\text{Imanes}} &= 6.385 \Omega \end{aligned}$$

Se multiplica por el número de bobinas por fase para obtener el valor de la resistencia por fase:

$$\begin{aligned} R_{1b22\text{Imanes}} &= 18.61 \Omega \\ R_{1b28\text{Imanes}} &= 6.685 \Omega \end{aligned}$$

#### 4.4.3. Cálculo de la inductancia

Como ya se ha visto en apartados anteriores para calcular la inductancia total por fase es necesario calcular la inductancia del entrehierro, la de dispersión de ranura y la de cabeza de bobina. Al considerar estos cálculos como una primera aproximación se despreciará el valor de la inductancia mutua por los motivos expuestos en el apartado 3.14.5. A continuación, se todos estos términos referidos a una ranura.

-Inductancia del entrehierro: sustituyendo en la ecuación (88) los siguientes valores:

$$\begin{aligned} n_s &= 199 \\ \mu_0 &= 4\pi \cdot 10^{-7} \text{ H/m} \\ \mu_r &= 1 \text{ H/m} \\ k_{c22\text{Imanes}} &= 1.9569 \text{ y } k_{c28\text{Imanes}} = 2.3088 \\ l_{m22\text{Imanes}} &= 3 \text{ mm y } l_{m28\text{Imanes}} = 4 \text{ mm} \\ g &= 1.5 \text{ mm} \end{aligned}$$

resulta:

$$\begin{aligned} L_{g22\text{Imanes}} &= 1.672 \cdot 10^{-4} \text{ H} \\ L_{g28\text{Imanes}} &= 6.725 \cdot 10^{-4} \text{ H} \end{aligned}$$

-Inductancia de dispersión de ranura: teniendo en cuenta la geometría de la ranura mostrada en la figura 29 y sustituyendo en la ecuación (90) los siguientes valores:

$$\begin{aligned}n_{s28lmanes} &= 199 \text{ y } n_{s22lmanes} = 330 \\d_1 &= 1 \text{ mm} \\d_2 &= 2 \text{ mm} \\d_3 &= 22 \text{ mm} \\w_{sb} &= 9 \text{ mm} \\w_s &= 3 \text{ mm} \\\mu_0 &= 4\pi \cdot 10^{-7} \text{ H/m} \\R_0 &= 100 \text{ mm} \\R_i &= 70 \text{ mm}\end{aligned}$$

resulta:

$$\begin{aligned}L_{s22lmanes} &= 6.0821 \cdot 10^{-3} \text{ H} \\L_{s28lmanes} &= 2.2173 \cdot 10^{-3} \text{ H}\end{aligned}$$

-Inductancia de cabeza de bobina: usando las ecuaciones desde la (92) hasta (98) en la ecuación (91) e introduciendo los siguientes valores:

$$\begin{aligned}n_{s28lmanes} &= 199 \text{ y } n_{s22lmanes} = 330 \\\mu_0 &= 4\pi \cdot 10^{-7} \text{ H/m} \\R_0 &= 100 \text{ mm} \\R_i &= 70 \text{ mm} \\\alpha_{cp} &= 1 \\A_s &= 0.396 \text{ mm}^2 \\Nm &= 28 \\\tau_{co} &= 0.0224 \\\tau_{ci} &= 0.01571\end{aligned}$$

Obteniéndose:

$$\begin{aligned}L_{e22lmanes} &= 4.863 \cdot 10^{-3} \text{ H} \\L_{e28lmanes} &= 2.589 \cdot 10^{-3} \text{ H}\end{aligned}$$

Al sustituir en la ecuación (59) resulta:

$$\begin{aligned}L_{22lmanes} &= 8.241 \cdot 10^{-3} \text{ H} \\L_{28lmanes} &= 3.1487 \cdot 10^{-3} \text{ H}\end{aligned}$$

Para obtener la inductancia por fase habrá que multiplicar la suma de los tres términos de la inductancia por el número de ranuras por fases,  $N_{sp}$ :

$$L_p = N_{sp}(L_g + L_s + L_e) \quad (108)$$

Resultado:

$$\begin{aligned}L_{f22lmanes} &= 0.0824 \text{ H} \\L_{f28lmanes} &= 0.0314 \text{ H}\end{aligned}$$

#### 4.4.4. Cálculo de la constante de tiempo

La constante de tiempo se define como el cociente del valor de la inductancia por fase entre la resistencia por fase:

$$\tau_T = \frac{L_f}{R_f} \quad (109)$$

Resultando:

$$\begin{aligned}\tau_{T22Imanes} &= 4.4274 \cdot 10^{-3} \text{ s} \\ \tau_{T28Imanes} &= 4.917 \cdot 10^{-3} \text{ s}\end{aligned}$$

#### 4.4.5. Cálculo del par motor

Se hará uso de la ecuación del par trifásico dada en (75)

$$T_{em} = \frac{3 e_{Fp} i_{Fp}}{2 \omega}$$

Tomando 13 Nm como par nominal,  $e_F = 150\text{V}$ ,  $\omega = 20\pi$ , resulta un valor de intensidad eficaz de 1.85 A.

El siguiente paso es calcular la densidad de corriente con el objetivo de no superar los valores usuales para este tipo de máquina. Los valores suelen variar de 4 a 10 A/mm<sup>2</sup> dependiendo del tamaño y las prestaciones del motor. En nuestro caso, el valor resultante es 7 A/mm<sup>2</sup> para la configuración de 28 imanes, que entra en el margen de valores normales.

A continuación se indican las intensidades y los pares obtenidos para las dos configuraciones de 28 y de 22 imanes. Para esta última configuración se ha usado el mismo valor de densidad de corriente que el obtenido para el caso de 28 imanes.

$$I_{28Imanes} = 1.849 \text{ A}$$

$$I_{22Imanes} = 1.053 \text{ A}$$

Y el par resultante. Resulta,

$$T_{28Imanes} = 13.24 \text{ N}\cdot\text{m}$$

$$T_{22Imanes} = 7.54 \text{ N}\cdot\text{m}$$

#### 4.4.6. Cálculo del rendimiento

Para el cálculo del rendimiento se utilizará la ecuación (78), donde:

$P_{\text{útil}}$  resulta de la ecuación (80) al sustituir el valor de E;

$$E = 150 \text{ V}$$

$$I_{22Imanes} = 1.053 \text{ A y } I_{28Imanes} = 1.849 \text{ A}$$

Resulta:

$$P_{\text{útil}22Imanes} = 473.85 \text{ W}$$

$$P_{\text{útil}28Imanes} = 832.05 \text{ W}$$

$P_{\text{pérdida}}$  se obtiene de la ecuación (79) al sustituir los siguientes valores:

$$I_{22Imanes} = 1.053 \text{ A y } I_{28Imanes} = 1.849 \text{ A}$$

$$R_{f22Imanes} = 18.612 \text{ y } R_{f28Imanes} = 6.385$$

$$P_{(1/50)} = 2.1 \text{ W/kg}$$

$$f_{22Imanes} = 110 \text{ Hz y } f_{28Imanes} = 140 \text{ Hz}$$

$$B_{\text{diente}} = 1.7 \text{ T}$$

$$B_{\text{yugo}} = 1 \text{ T}$$

$$G_{st\_diente}=1.49917 \text{ Kg}$$

$$G_{st\_yugo}=1.73039 \text{ Kg}$$

Las pérdidas del hierro han sido calculadas como la suma de las debidas al yugo y al diente (figura 55).

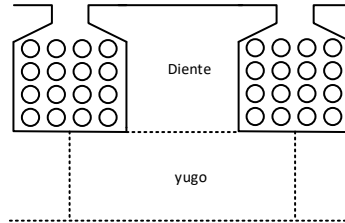


Figura 58. Zonas de diferente área en un diente.

Resultando:

$$P_{pérdida22Imanes}=89.899 \text{ W}$$

$$P_{pérdida22Imanes}=101.1375 \text{ W}$$

Por lo tanto, el rendimiento obtenido es:

$$\eta_{22Imanes} = 84.05\%$$

$$\eta_{22Imanes} = 89.16\%$$

#### 4.4.7. Cálculo del número de cogging.

Como ya se vio en el apartado 3.13, el número de cogging se obtiene mediante el cálculo del mínimo común múltiplo del número de imanes y del número de ranuras. Para el caso de  $N_m = 22$  y  $N_s = 30$ :

$$N_{cog}=m.cm(22,30)=330$$

Y para el caso de  $N_m=28$  y  $N_s=30$ :

$$N_{cog}=m.cm(28,30)=420$$

En ambos casos el resultado es un número elevado, lo que garantiza un reducido par de cogging.

#### 4.4.8. Cálculo de la fuerza axial en los imanes

La fuerza axial que ejerce los imanes sobre el estator se calculará mediante la ecuación de la densidad de fuerza:

$$f_{rs} = \frac{B_g^2}{2 \mu_0} \quad (110)$$

$f_{rs}$  es la densidad de fuerza dada en  $[N/m^2]$ . Obteniéndose:

$$f_{r22Imanes} = 83754.27 \text{ N/m}^2$$

$$f_{r28Imanes} = 199203.853 \text{ N/m}^2$$

De modo que para calcular la fuerza en Newton habrá que multiplicar por el área ocupada por un imán:

$$A_m = \frac{\pi R_0^2 - \pi R_i^2}{2\pi} \theta_m \quad (111)$$

Donde:

$$\begin{aligned} R_0 &= 0.1 \text{ m} \\ R_i &= 0.07 \text{ m} \end{aligned}$$

Resultando:

$$\begin{aligned} A_{m22\text{Imanes}} &= 5.722 \cdot 10^{-4} \text{ m}^2 \\ A_{m28\text{Imanes}} &= 601.27 \cdot 10^{-4} \text{ m}^2 \end{aligned}$$

y por tanto,

$$\begin{aligned} f_{r22\text{Imanes}} &= 50.3589 \text{ N} \\ f_{r28\text{Imanes}} &= 113.987 \text{ N} \end{aligned}$$

de modo que la fuerza total ejercida por todos los imanes es la siguiente:

$$\begin{aligned} f_{r22\text{Imanes}} &= 1107.8959 \text{ N} \\ f_{r28\text{Imanes}} &= 3191.1208 \text{ N} \end{aligned}$$

La fuerza  $f_{rs}$  tiene que ser inferior a la fuerza máxima que es capaz de soportar los rodamientos.

## 5. SIMULACIÓN MEDIANTE ELEMENTOS FINITOS

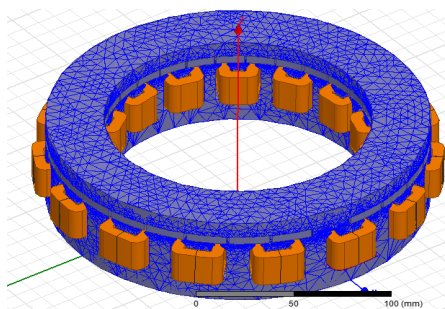


Figura 59. Motor de flujo axial en Maxwell.

### 5.1 Introducción

En este apartado se analizará el comportamiento del motor objeto de estudio tras ser estudiados y calculados los parámetros de forma analítica. Para ello, se hará uso del programa Maxwell v14 de Ansoft. En primer lugar, se realizará el diseño del prototipo a estudiar. A continuación, se creará en él la distribución de flujo, inducción, fem, etc. Con el fin de obtener los parámetros necesario para el diseño del prototipo.

La gran ventaja que presenta Maxwell frente a otros programas de elementos finitos es la capacidad que posee de crear los circuitos magnéticos y de predecir las fuerzas magnéticas que se originan en él. Por esta razón dicha herramienta permite obtener unos resultados muy próximos a los reales con el consiguiente ahorro de tiempo y de material.

### 5.2 Conceptos generales del método de elementos finitos

El análisis mediante elementos finitos se basa en un método numérico cuyo fin es resolver ecuaciones diferenciales, en el campo tratado en este TFG son las leyes de electromagnetismo de Maxwell:

$$\vec{\nabla} \cdot \vec{D} = \rho \quad (112)$$

$$\vec{\nabla} \times \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (113)$$

$$\vec{\nabla} \cdot \vec{B} = 0 \quad (114)$$

$$\vec{\nabla} \times \vec{H} = \vec{J} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \quad (115)$$

Siendo  $D$ ,  $\rho$ ,  $E$  y  $B$  el campo dieléctrico, la densidad de carga, el campo eléctrico y el campo magnético, respectivamente.  $H$  y  $J$  son la intensidad y la densidad de corriente, respectivamente.

A grandes rasgos, el método de elementos finitos consiste en la división de un sólido continuo en subsistemas pequeños interconectados entre sí mediante nodos, es decir, se trata de la discretización de los sólidos. A cada uno de los nodos se le aplican las ecuaciones de electromagnetismo de Maxwell. De modo que se pasa de un sistema con infinitos grados de libertad a uno con grados finitos debido a que se puede modelar su comportamiento mediante dicha subdivisión. Para un análisis 3D en Maxwell la unidad fundamental es el tetraedro, mostrado en la figura 60. El conjunto de tetraedros es lo que se conoce como malla. En un tetraedro se pueden diferenciar los tres tipos de nodos recogido en la figura 45:

1. Las componentes de los campos que son tangenciales a los bordes se almacenan en los vértices.
2. Los valores de un campo vectorial en un punto interior se interpolan a partir de los valores nodales.
3. Las componentes de un campo que es tangencial a la cara de un elemento y normal a un borde se concentran en el punto medio de la arista.

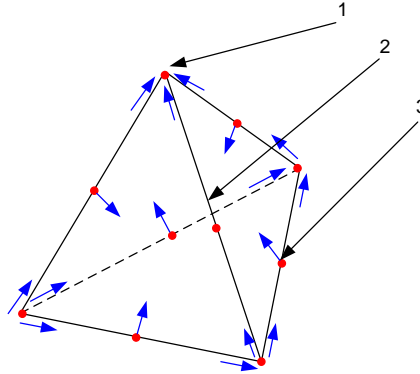


Figura 60. Representación de un tetraedro en 3D.

La precisión de la solución depende de la densidad del mallado que se utilice. Esto quiere decir que para obtener una solución más próxima a la realidad se requiere de un mayor número de nodos. A su vez el número de nodos dependerá de la complejidad de la geometría y de la precisión de la magnitud a obtener por ejemplo par, fem, inducción, etc.

En Maxwell existen las siguientes soluciones: *Magnetostatic*, *Eddy Current*, *Transient Magnetic*, *Electrostatic*, *DC Conduction* y *Transient Electric*. Todas las soluciones realizan una solución de malla adaptativa excepto la solución *Transient*. Esto significa que la malla adaptativa va mejorándose inteligentemente en cada paso adaptativo que se le dio inicialmente en dicha solución. En el análisis realizado se han estudiado las soluciones *Magnetostatic* y *Transient*.

#### 5.2.1 Análisis *Magnetoestático*

En el análisis magnetoestático se simula el motor en un determinado instante de tiempo en el cual es posible obtener tanto la distribución del campo magnético como las fuerzas y los pares que se ejercen. De este modo se puede comprobar si el diseño de la geometría es correcto observando el grado de saturación de los materiales que lo constituyen. Además, se puede obtener la distribución de la densidad de flujo en el entrehierro.

#### 5.2.2 Análisis *Transient*

En el análisis *transient* la simulación se realiza con el motor en movimiento con una excitación eléctrica determinada en un período de tiempo. De modo que es posible obtener parámetros como la fuerza electromotriz, par motor, par de cogging, etc, en diferentes condiciones de movimiento.

El tiempo computacional de simulación de la solución *transient* es mucho mayor que en la solución *magnetostatic*.

### 5.3. Diseño del modelo en Maxwell

El primer paso a realizar para la simulación de un modelo en Maxwell es el diseño de la geometría del mismo, bien en el propio programa o importándolo desde AutoCad o desde algún otro programa de dibujo compatible con el programa.



A continuación, se describen los principales pasos que se han seguido para el diseño del prototipo de motor de flujo axial. En cada una de las fases se mencionan los comandos usados y los materiales empleados.

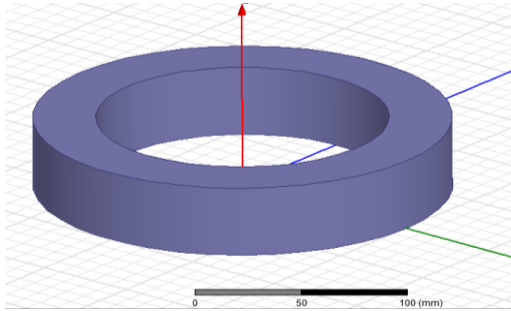


Figura 61. Primer paso de la creación del estator.

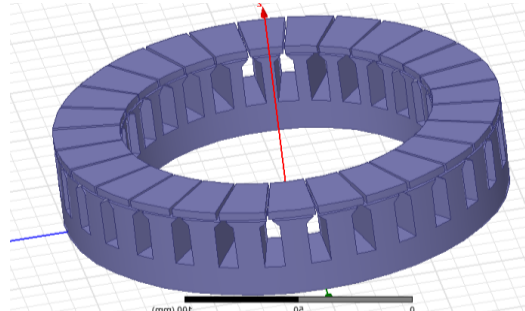


Figura 62. Estator con ranuras e imanes.

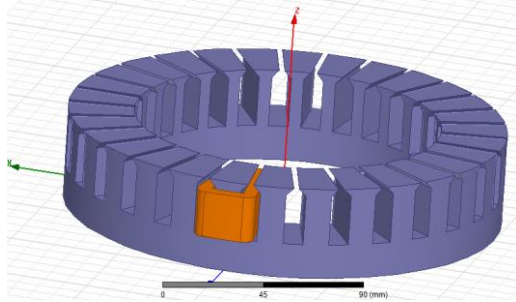


Figura 63. Estator con la primera bobina.

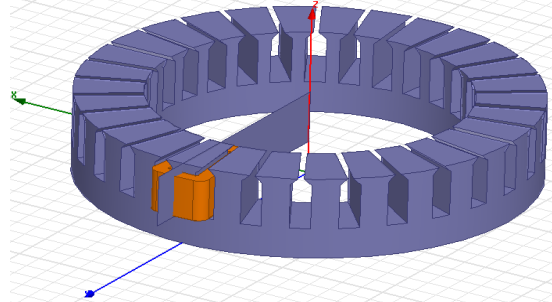


Figura 64. Estator con la primera bobina y el plano auxiliar.

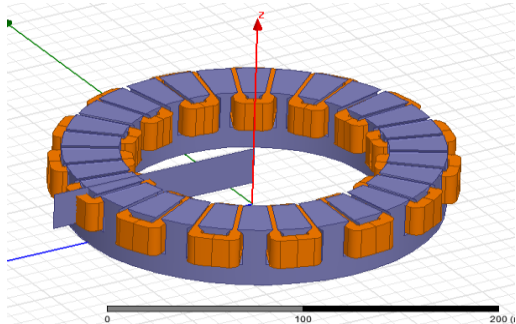


Figura 65. Estator con bobinas mostrando el plano auxiliar que define el área transversal.

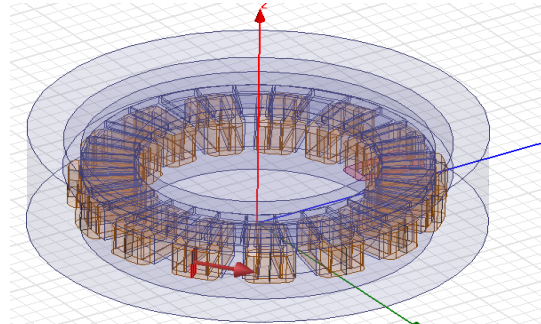


Figura 66. Representación completa del motor de flujo axial incluyendo el límite y la banda.

1. En primer lugar, se generó el estator mediante dos cilindros usando el comando *subtract*. El material utilizado es chapa magnética *Steel 1010*, figura 61.
2. Seguidamente, se crearon las ranuras del estator mediante la inserción y barrido de un objeto tipo *box* con el ángulo correspondiente a una ranura. Una vez realizado esto se replicó un número de veces igual al de ranuras con el comando *duplicate>around-z axis*. A continuación, se insertó un rectángulo barriéndolo el ángulo correspondiente a un imán y se duplicó a lo largo del eje z. El material asignado a los imanes fue Nd-Fe-B, definiendo su vector magnético según su polaridad. Figura 62.
3. Para la creación de las bobinas se importó una imagen de la misma en 2D de AutoCad, tras colocarla en la ranura se hizo un barrido de 20mm sobre el eje z, asignándole el material *Cooper*, figura 63.
4. Para definir la sección y el sentido de la intensidad por la bobina creada en el paso anterior, en primer lugar se dividió en dos mitades mediante un plano auxiliar y el comando *separte body*; eliminando posteriormente una de la secciones resultantes según se muestra en la figura 64.

5. A continuación, mediante el comando *duplicate* se generaron las 15 bobinas del prototipo *Coil\_1...Coil\_15*. Después se colocaron en cada una de las bobinas el sentido de la corriente. Esto se realizó siguiendo el esquema de la figura 65. Seguidamente, se crearon las tres fases con el comando *winding: windingA*, *windingB* y *windingC* a las cuales se asignaron las bobinas correspondientes a cada una de las fases. Para cada bobina (*Coil\_x*) se consideró un solo conductor, figura 65.
6. Por último, se creó el rotor del mismo modo que en el paso 1 con la altura correspondiente, figura 67.
7. Para finalizar el diseño del prototipo fue necesario la definición de los límites geométricos del modelo magnético (*limit*). Para ello, se creó un cilindro de mayor diámetro y altura que el estator.
8. Las partes del modelo que han de girar deben estar dentro de un cilindro que recibe el nombre de *band*.

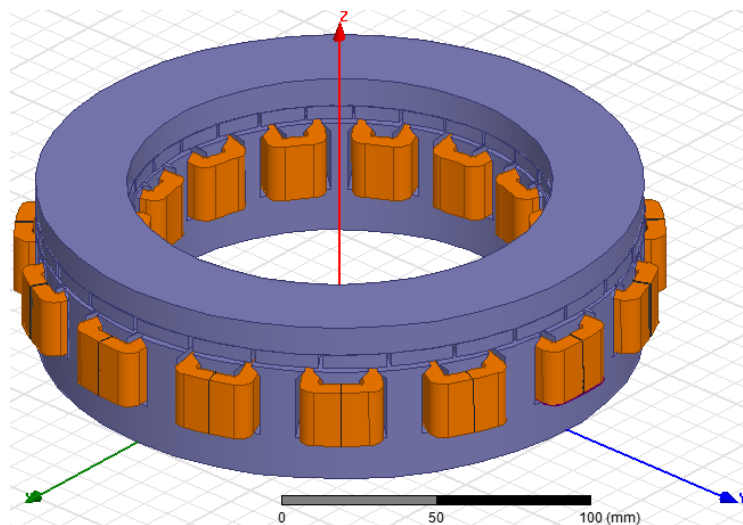


Figura 67. Representación en Maxwell 3D del prototipo diseñado.

## 5.4 Simulaciones

Una vez diseñado la geometría del motor de flujo axial en Maxwell se pasó a las simulaciones del mismo en los modos *magnetostatic* y *transient*, como ya se comentó en el apartado 5.2.

### 5.4.1 Análisis magnetostático

Las simulaciones llevadas a cabo en el análisis magnetostático han sido la comprobación de diferentes mallados en la geometría con diferentes pasos y errores máximos, la inducción magnética en el estator, rotor, imanes y en el entrehierro y la intensidad de campo magnética.

#### 5.4.1.1 Mesh

Como ya se comentó en el apartado 5.2, la solución que se obtiene depende de la precisión con la que se realice el mallado de los sólidos. En las figuras 68, 69, 70, y 71 se muestran los resultados obtenidos con diferentes números máximos de iteraciones y de error máximo en las mismas. En la figura 71 puede observarse como en las zapatas de los dientes la densidad de mallado es muy alta en comparación con la del yugo o la del rotor. Esto se debe al autoajuste que es capaz de realizar en la solución

*magnetostatic*. Como se muestra en la figura 72.a, el número de tetraedros aumenta exponencialmente con el número de iteraciones. En la figura 72.b se recogen los valores que se han obtenido en cada iteración para el número de tetraedros, *total energy*, *energy error* y *delta energy*. A continuación, se definen estos conceptos:

-*Total energy*: energía total del modelo. Es debida los imanes permanentes y a la excitación exterior. Al menos debe existir una fuente para que *solver* pueda dar una solución.

-*Energy error*: se define como la energía producida por los términos de error en todos los sólidos. Estos depende de cada tipo de *solver*, es decir, hay una ecuación que evalúa el error de los campos. Por ejemplo en el caso *magnetostatic* se considera:

$$\nabla \cdot \vec{B} = 0 \quad (116)$$

de tal modo que en la siguiente iteración cuando la ecuación de campo se devuelve a (116) el término de error resulta:

$$\nabla \cdot \vec{B}_{error} = 0 \quad (117)$$

*Energy error* se expresa en tanto por ciento:

$$Energy\ error(\%) = \frac{error\ energy}{total\ energy} \times 100 \quad (118)$$

-Delta energy: representa el cambio de energía total en los últimos dos pasos.

Además, resulta reseñable el aumento del tiempo computacional que existe entre las simulaciones de las figuras 68 a la 71.

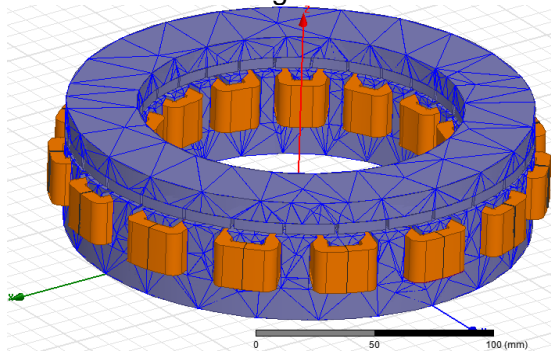


Figura 68. Representación en Maxwell 3D de un motor de flujo axial con mallado con un número máximo de paso 1 y un error de 10%.

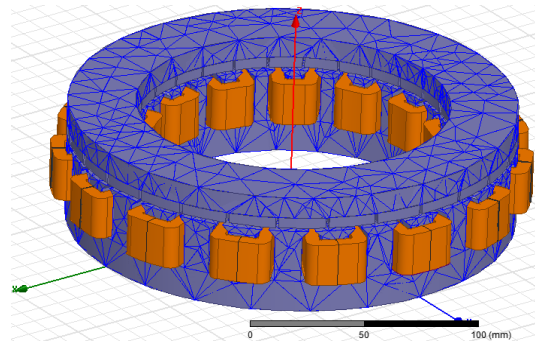


Figura 69. Representación en Maxwell 3D de un motor de flujo axial con mallado con un número máximo de paso 10 y un error de 50%.

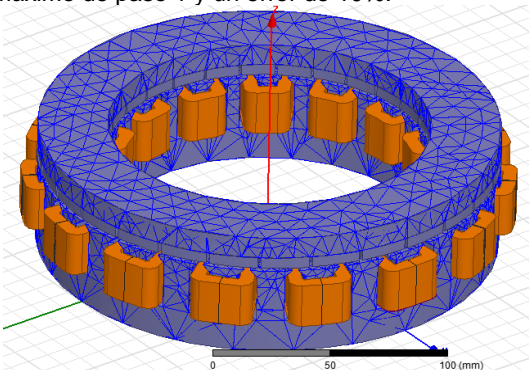


Figura 70. Representación en Maxwell 3D de un motor de flujo axial con mallado con un número máximo de paso 20 y un error de 10%.

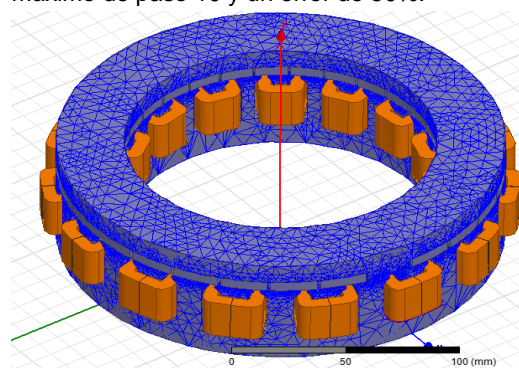


Figura 71. Representación en Maxwell 3D de un motor de flujo axial con mallado con un número máximo de paso 20 y un error de 0.1%.



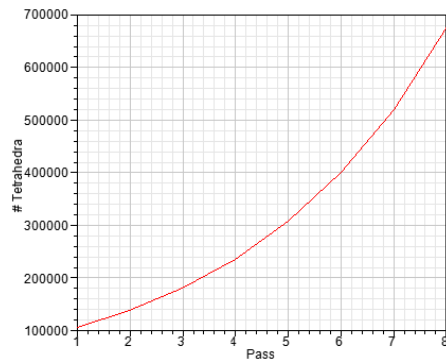


Figura 72.a. Gráfica del número de iteraciones frente al número de tetraedros.

Pass	# Tetrahedra	Total Energy (J)	Energy Error (%)	Delta Energy (%)
1	38359	11.928	72.572	N/A
2	49871	12.567	21.886	5.3607
3	64836	12.821	10.494	2.0221
4	84293	12.95	5.8955	1.0064
5	109584	13.026	3.9238	0.58396
6	142466	13.074	2.9295	0.36927
7	185211	13.09	2.0645	0.12632
8	240778	13.1	1.4796	0.074002

Figura 72.b. Tabla que muestra el valor de los tetraedros, energía total, el error de la energía y el error de delta energía en cada uno de las iteraciones.

#### 5.4.1.2 Inducción magnética

Maxwell, como la mayoría de programas de elementos finitos, permite visualizar el nivel de inducción magnética,  $B$ , mediante una escala de colores. En la figura 73 puede observarse como en la zona de los imanes permanentes se encuentran los colores verdes y amarillos, correspondientes a valores elevados de la inducción magnética. En cambio, hay zonas como por ejemplo el yugo o el estator donde se aprecia claramente que  $B$  es inferior. En otras zonas como las zapatas de los dientes, donde la sección es reducida, aparecen los colores rojos, correspondiente a la inducción máxima.

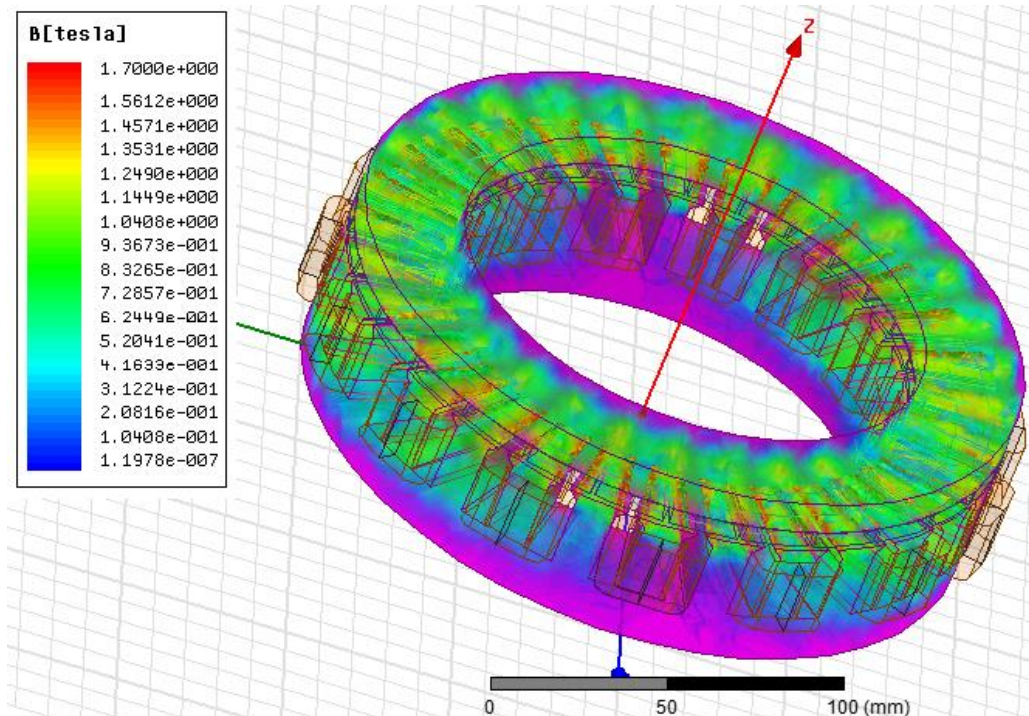


Figura 73. Representación de la inducción magnética en el motor.

Seguidamente, en las figuras 74, 75, 76, 77, 78 y 79, se muestran la inducción magnética en los imanes, en el estator y en el rotor con dos tipos de renderizado: sombreado y sin sombreado. En las figuras 74 y 75 se muestran los vectores que representan los módulos y la dirección de la inducción magnética debida a los imanes permanentes donde puede

observarse la polaridad de los mismos. A continuación, en las figuras 76 y 77 se encuentran los vectores correspondientes a la inducción magnética en el rotor y en las figuras 78 y 79 los correspondientes al estator.

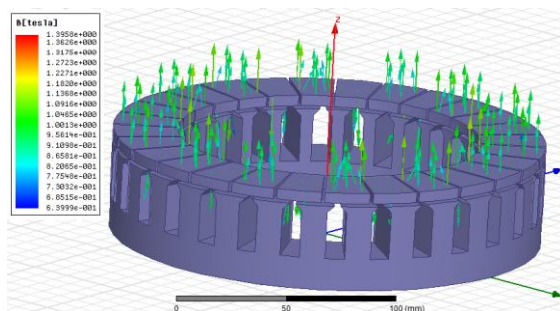


Figura 74. Representación de la inducción magnética en los imanes con renderizado sombreado.

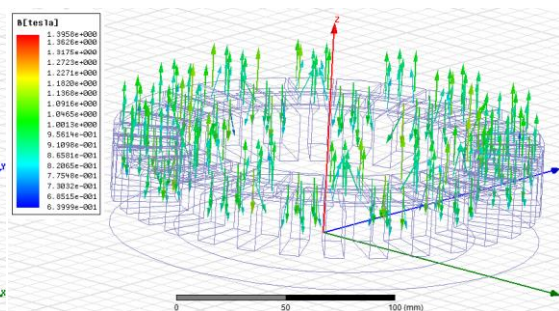


Figura 75. Representación de la inducción magnética en los imanes con renderizado sin sombrear.

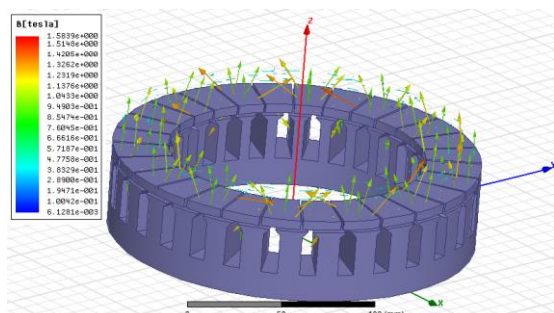


Figura 76. Representación de la inducción magnética en el rotor con renderizado sombreado.

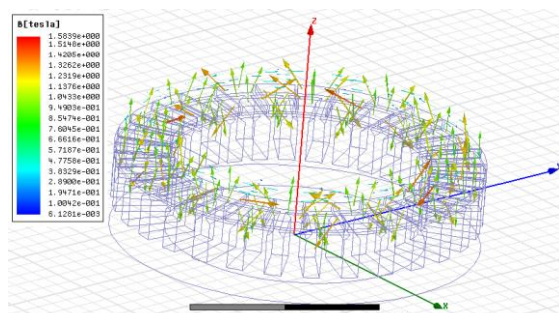


Figura 77. Representación de la inducción magnética en el rotor con renderizado sin sombrear.

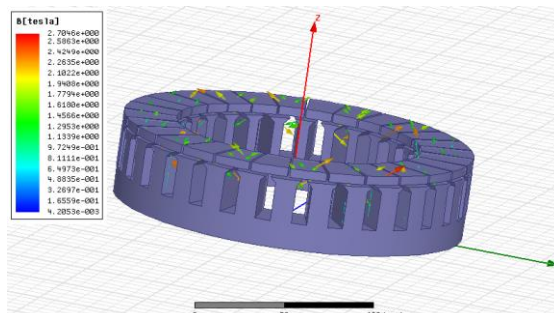


Figura 78. Representación de la inducción magnética en el estator con renderizado sombreado.

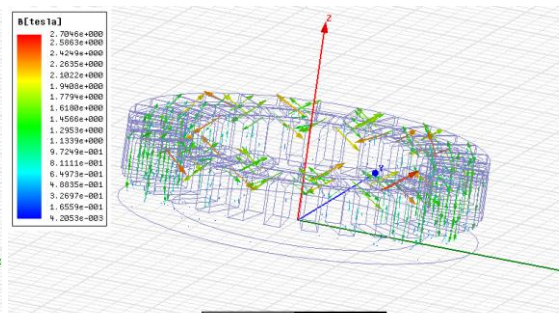


Figura 79. Representación de la inducción magnética en el estator con renderizado sin sombrear.

Otra opción que muestra Maxwell es la representación de  $B$  sobre cualquier polilínea. En la figura 80 se ha representado  $B$  sobre una polilínea abierta creada en el entrehierro con un radio igual al radio medio de los imanes y un ángulo igual a  $359^\circ$ . En la figura 83 se muestra la inducción sobre la misma polilínea, pero en este caso con un estator sin ranura como el mostrado en la figura 81. El objeto de utilizar un estator sin ranuras es poder observar la onda de inducción a lo largo del entrehierro sin el efecto de la ranura. Además, en la figura 82 se muestra la inducción magnética mediante una escala de colores.

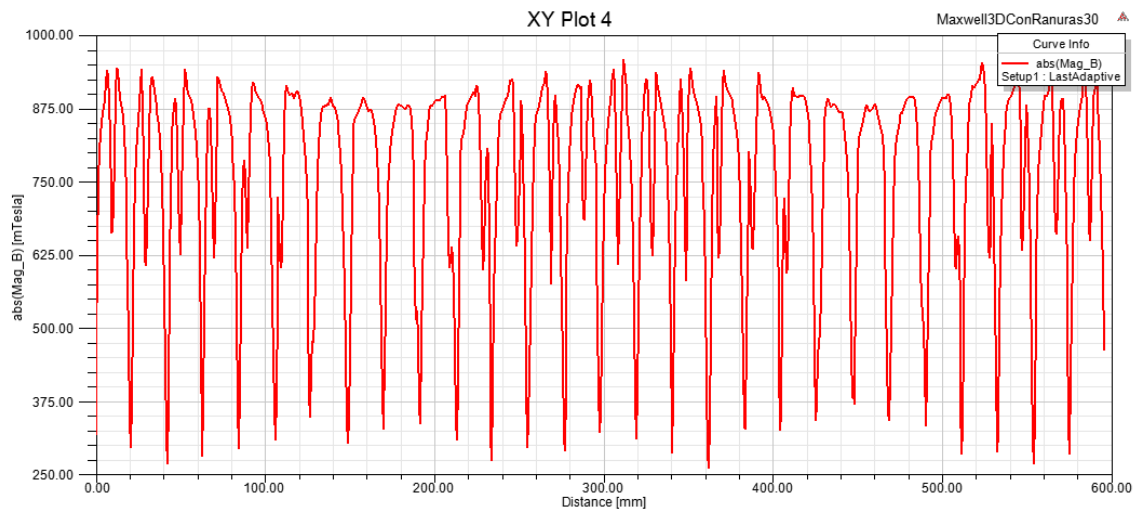


Figura 80. Representación de la inducción magnética en una polilínea en el entrehierro con estator con ranuras.

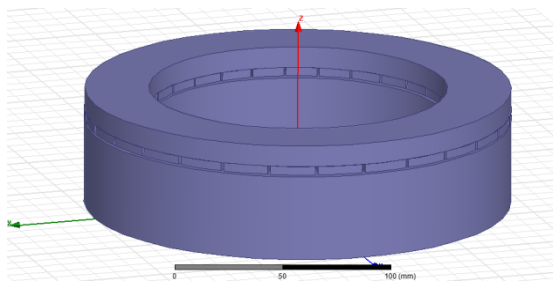


Figura 81. Representación del motor de flujo axial con estator sin ranuras.

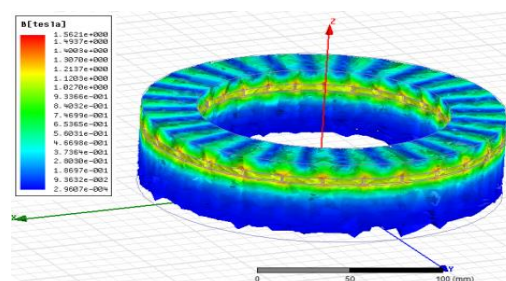


Figura 82. Representación de la inducción magnética en el motor de flujo axial sin ranuras.

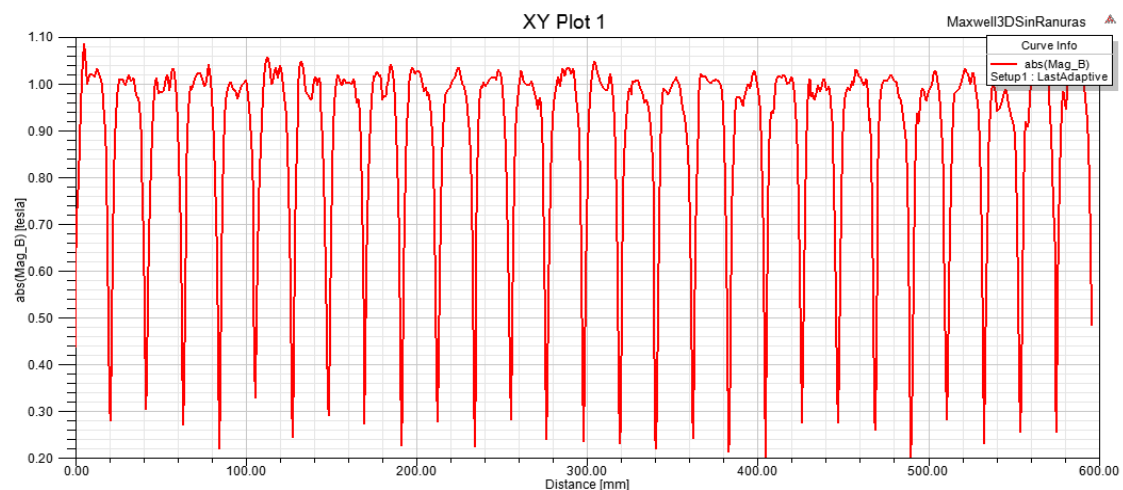


Figura 83. Representación de la inducción magnética en una polilínea en el entrehierro con estator sin ranuras.

#### 5.4.1.3 Intensidad de campo magnética

En este apartado se obtiene la intensidad de campo magnética,  $H$ , se representa mediante su módulo como escala de colores en la figura 84 y mediante sus vectores en la figura 85 y 86.



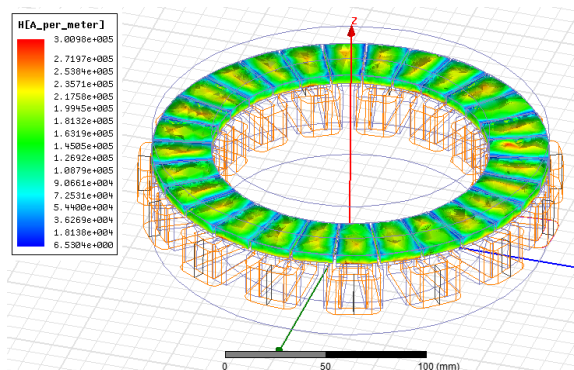


Figura 84. Representación de la intensidad de campo magnético en los imanes con renderizado sin sombrear.

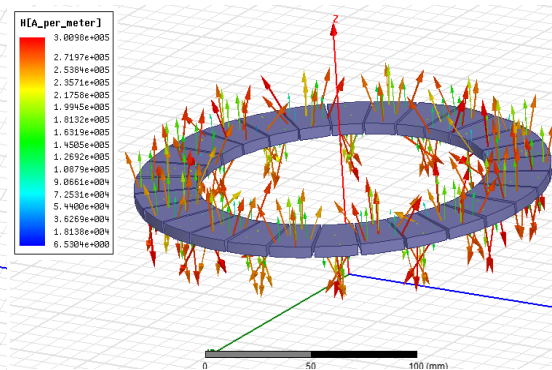


Figura 85. Representación de la intensidad de campo magnético en los imanes con el resto del motor de flujo axial oculto.

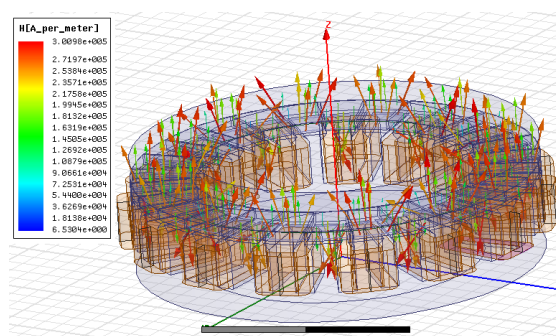


Figura 86. Representación de la intensidad de campo magnético mediante vectores en los imanes con renderizado sin sombrear.

## 5.4.2 Análisis *transient*

En el análisis *transient* la simulación se realiza con el motor en movimiento y con cargas eléctricas en un período de tiempo determinado, como se expuso en el apartado 5.2.2. En este caso las simulaciones llevadas a cabo en el análisis *transient* han sido en vacío: cálculo de la fuerza electromotriz inducida, inductancia propia y mutua, enlace de flujo y superposición de tensión inducida e intensidad de entrada. Además, las simulaciones realizadas en carga han sido: cálculo de la fuerza electromotriz inducida, superposición de tensión inducida e intensidad de entrada, enlace de flujo y par motor.

### 5.4.2.1 En vacío

En primer lugar, se realizaron las simulaciones en vacío para poder compararlas posteriormente con el análisis en carga. En vacío se consideró 1A para que fuese posible comparar el desfase entre fem e intensidad de fase.

#### 5.4.2.1.1 Fuerza electromotriz inducida

En la figura 87 se han representado las fuerzas electromotrices de las tres fases comprobándose que forman un sistema trifásico equilibrado. Teóricamente deberían ser completamente senoidales, pero asumimos que el error cometido se debe a la precisión del mallado con el que se han realizado las simulaciones.

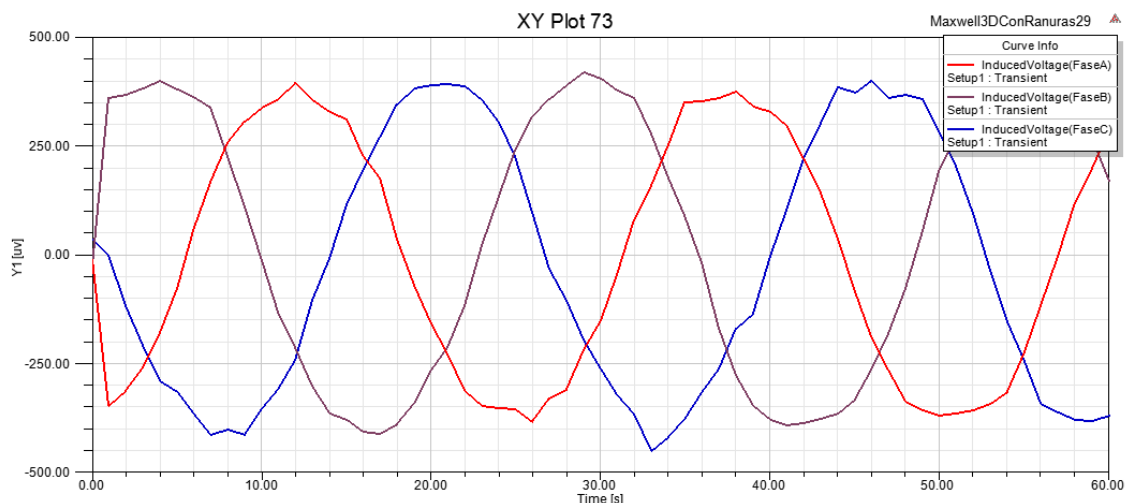


Figura 87. Representación de las fuerzas electromotrices inducida en vacío.

#### 5.4.2.1.2 Inductancias

En la figura 88 se representan conjuntamente las inductancias propias y mutuas. A simple vista puede observarse que las inductancias mutuas tienen valores despreciables frente a las inductancias propias. Este hecho explica por qué no se ha calculado en el análisis analítico, apartado 4.4.3.

La inductancia propia varía con la posición del rotor debido a que en la ecuación de la inductancia interviene la permeabilidad relativa de los imanes. Este término está también presente en las inductancias del entrehierro, ranura y cabeza de bobina como puede observarse en las ecuaciones 88, 90 y 91.

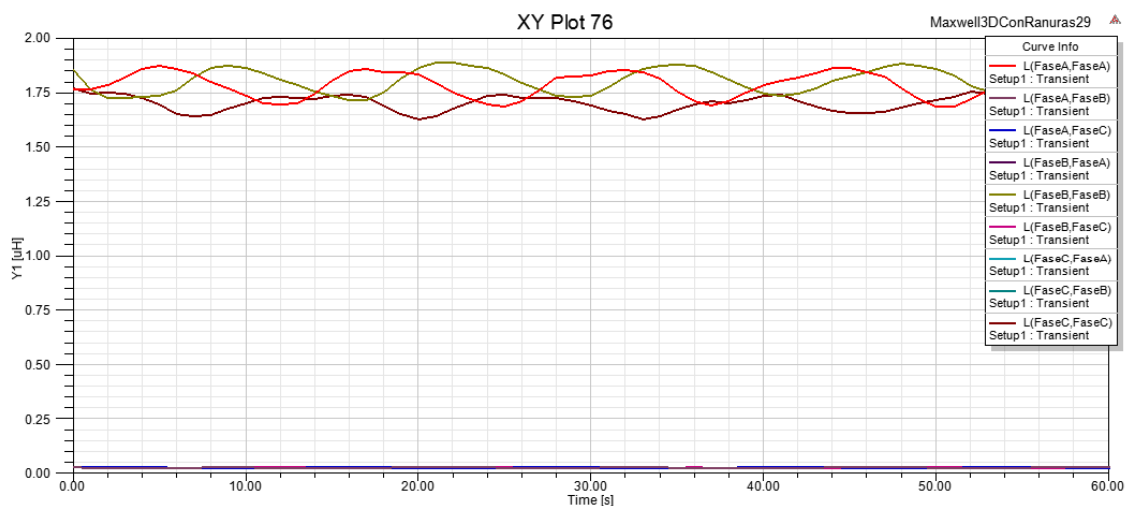


Figura 88. Representación de las inductancias propias y mutuas en vacío.

#### 5.4.2.1.3 Enlace de flujo

En la figura 89 se muestra el enlace de flujo en cada una de las fases. Representa la el flujo concatenado con cada una de las bobinas debido a los imanes. También puede entenderse como la integral de la fuerza electromotriz mostrada en la figura 87.



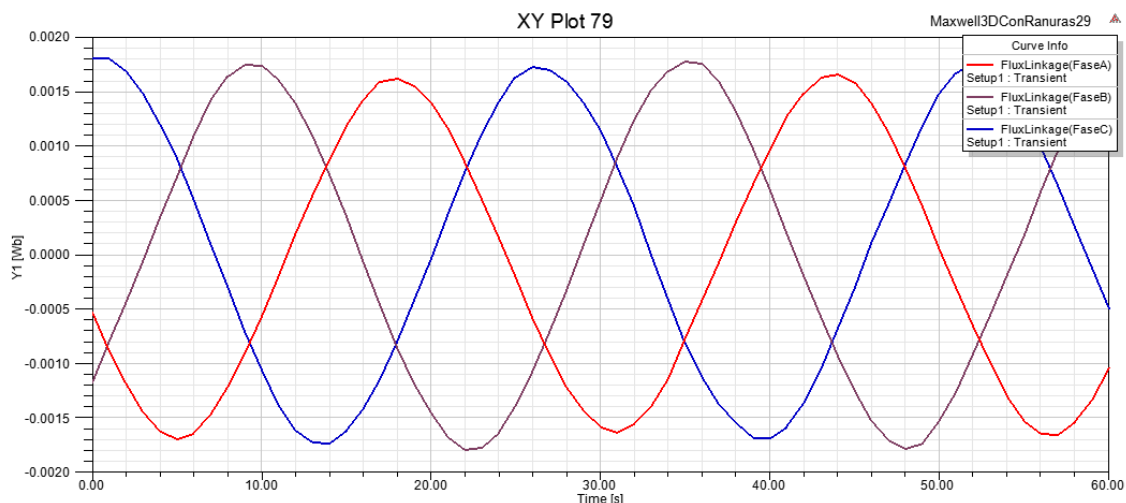


Figura 89. Representación del enlace de flujo en vacío.

#### 5.4.2.1.4. Superposición de tensión inducida e intensidad de entrada

En la gráfica 90 se muestra la superposición de la tensión inducida y de la intensidad de entrada. Con esta simulación lo que se pretende es verificar que las ondas de intensidad de entrada y de fuerza electromotriz se encuentran en fase.

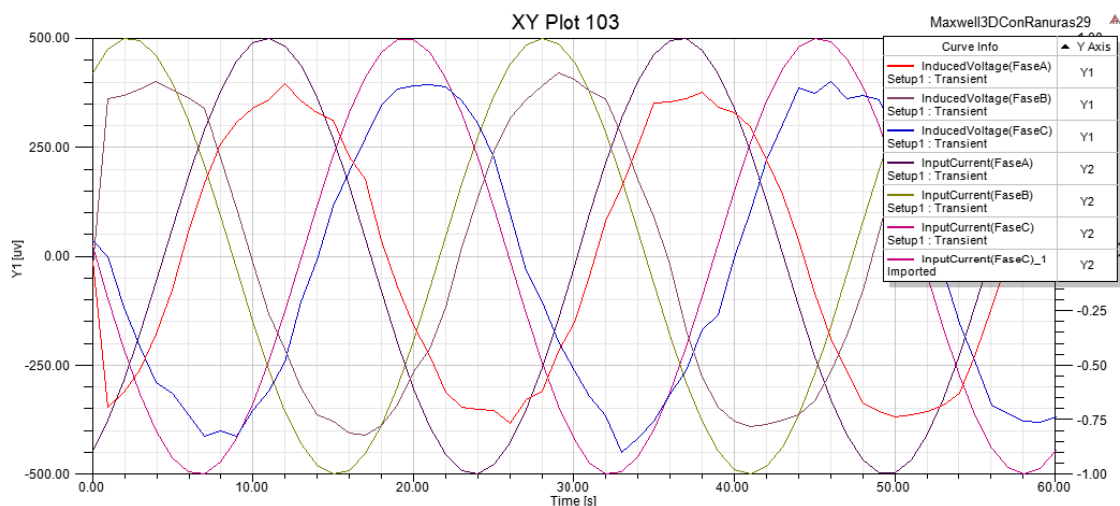


Figura 90. Representación de corriente de entrada y la fuerza electromotriz en vacío.

#### 5.4.2.2 En carga

Las simulaciones llevas a cabo en carga han sido considerando una carga de 1000 A por vuelta en cada una de las bobinas.

##### 5.4.2.2.1 Fuerza electromotriz inducida

En la figura 91 se muestran las fuerzas electromotrices de las tres fases en condiciones de carga. Si se compara esta figura con la figura 87 se puede observar como la onda de cada fase se ve afectada por la reacción de inducido, es decir, las ondas de cada una de las fases son menos senoidales que en el caso de la figura 87.

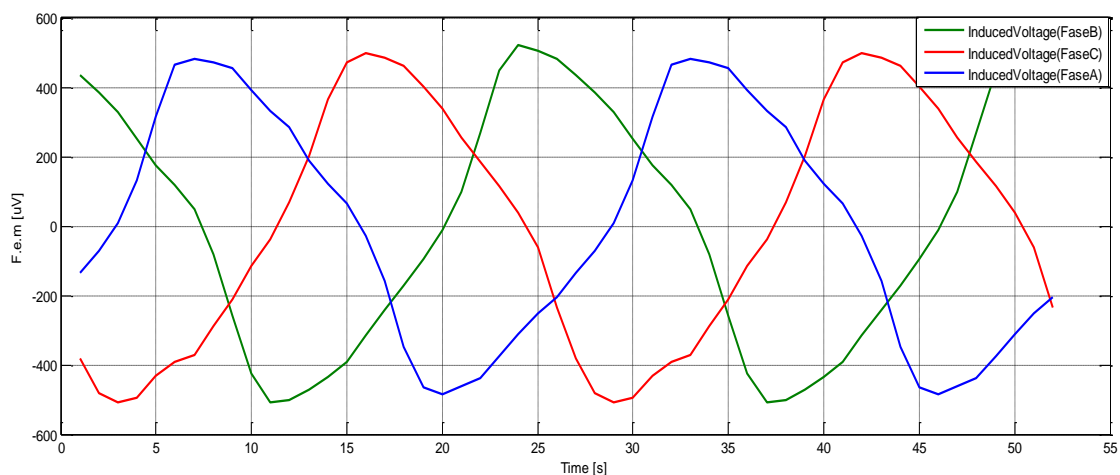


Figura 91. Representación de la fuerza electromotriz en carga.

#### 5.4.2.2.2 Enlace de flujo

En la figura 92 se muestra el enlace de flujo al ser comparada con la figura 89 puede observarse que en carga la amplitud de la onda ha aumentado. También puede verse como le afecta a la forma de onda la reacción de inducido, de igual modo que ocurre en la simulación de la fuerza electromotriz.

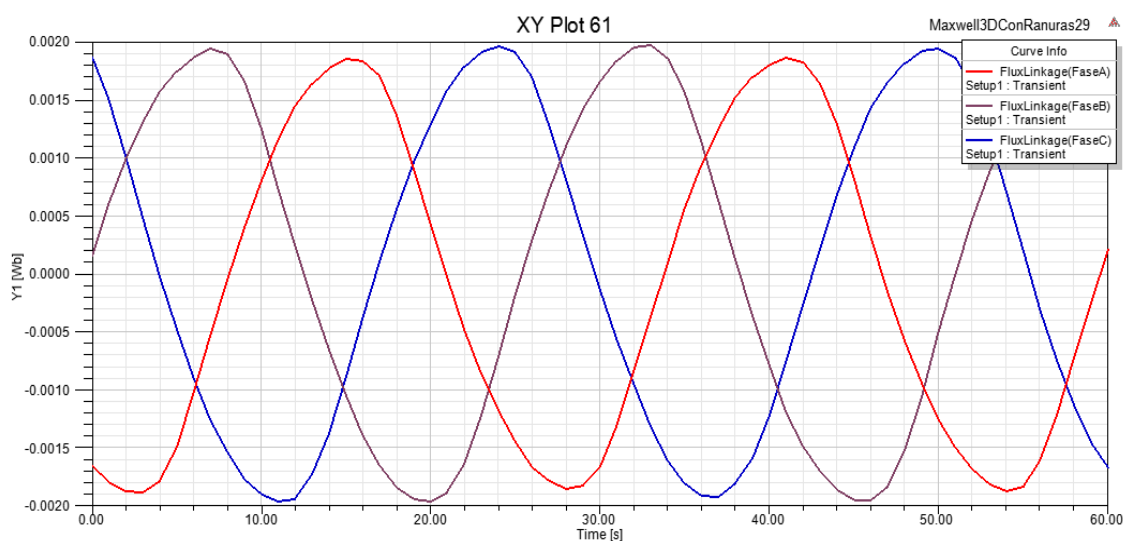


Figura 92. Representación del enlace de flujo en carga.

#### 5.4.2.2.3 Superposición de tensión inducida e intensidad de entrada

En la figura 93 se representa la superposición de la tensión inducida e intensidad de entrada. Se puede corroborar la coincidencia de cada una de las fases de la tensión inducida con la intensidad de entrada. Además, se comprueba que los valores mostrados en la figura 93 son superiores a los de la figura 90.

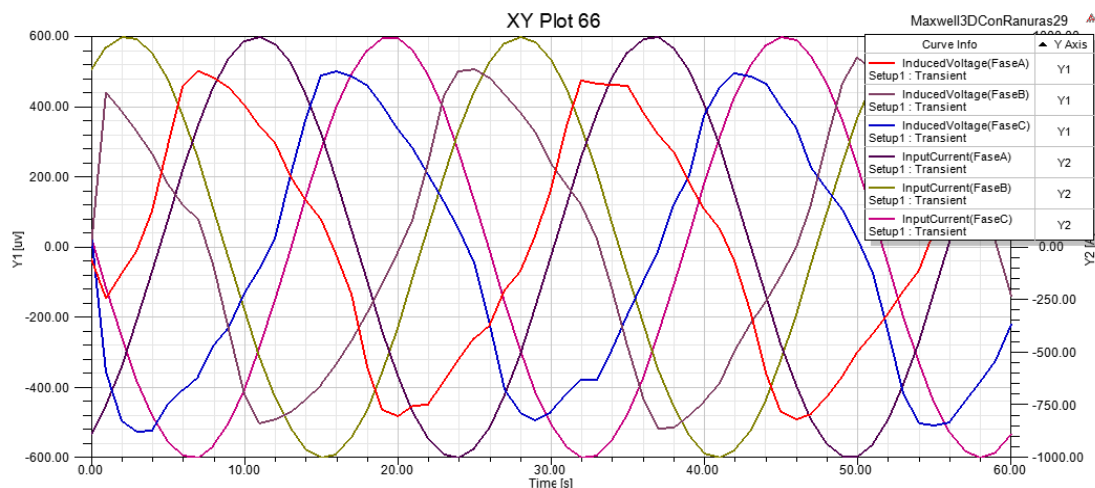


Figura 93. Representación de corriente de entrada y la fuerza electromotriz en carga.

#### 5.4.2.2.4 Par

La simulación más importante realizada en elementos finitos es la del par motor o par electromagnético. La figura 94 muestra un valor del par motor trifásico igual a 33 N·m. Teóricamente el par tendría que presentarse como un valor constante si las ondas de tensión e intensidad fuesen senoidales. No obstante, en la realidad esto no sucede así que se pasará a estudiar el espectro de los armónicos generados por los datos de la figura 95.

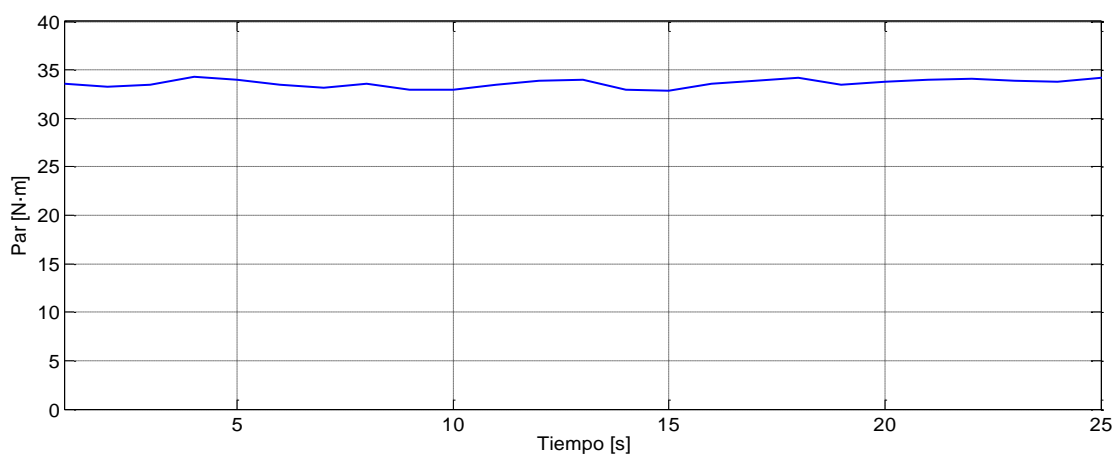


Figura 94. Representación del par en carga.

Aplicándole la función *FFT* de Matlab al par y dividiendo por el armónico fundamental se obtiene la figura 95. Además, en la figura 96 pueden verse los valores de los armónicos en detalle.

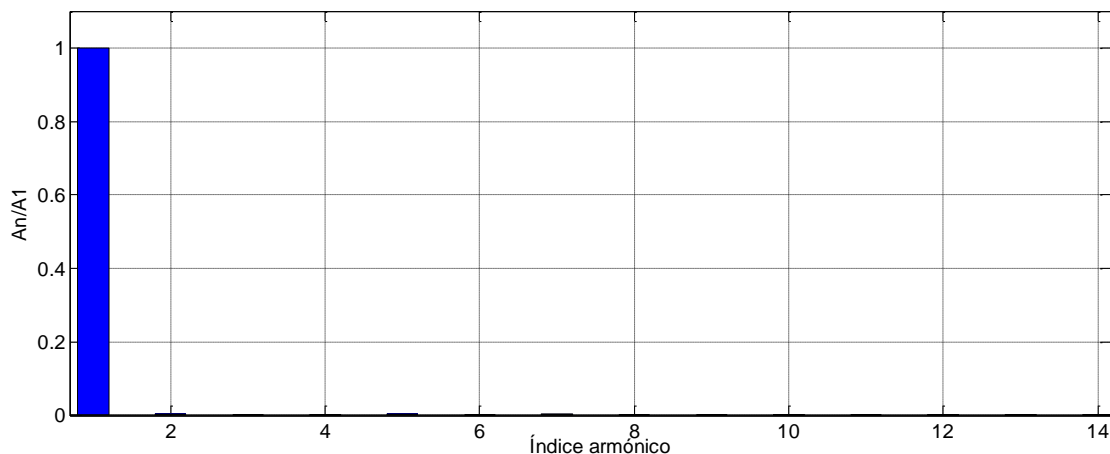


Figura 95. Representación de los armónicos del par tomando como referencia su valor medio (índice =1).

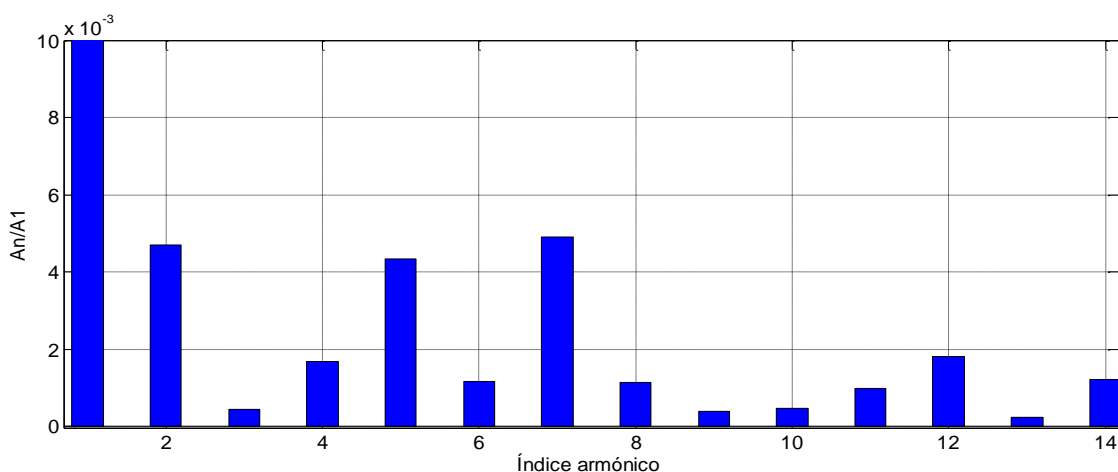


Figura 96. Representación de los armónicos del par en detalle (Índice 1 = Valor medio).

Los armónicos propios del par electromagnético en un motor trifásico son los múltiplos de 6. Esto es debido a la combinación de los armónicos de tensión con el primer armónico de intensidad. En los motores alimentados con convertidor se puede suponer senoidal la onda de intensidad ya que está generada en el propio convertidor. Por otra parte de los posibles armónicos de fem, los armónicos pares han de ser excluidos si se considera a la onda simétrica respecto del eje de tiempo. El resto 1, 3, 5, 7, 9, 11... al combinarse con el primer armónico de intensidad da como resultado el siguiente cuadro:

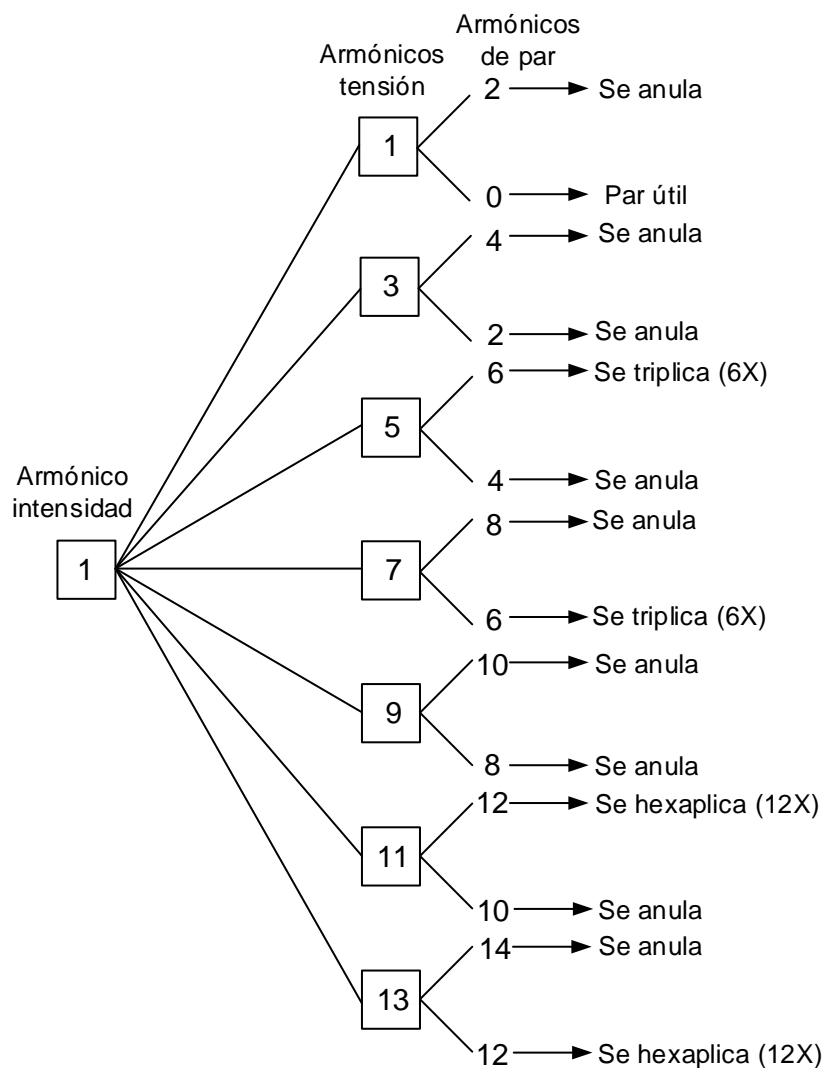


Figura 97. Posibles armónicos de par al combinarse el primer armónico de intensidad con los armónicos de tensión.

Esto se ha realizado teniendo en cuenta la relación trigonométrica:

$$\sin A \cdot \sin B = \frac{1}{2} [\sin(A + B) + \sin(A - B)] \quad (119)$$

Donde el argumento A y B son armónico de intensidad y de tensión, respectivamente. Resultando los armónicos de par en como los argumentos del segundo miembro de la ecuación (119).

De los resultados de simulación se puede concluir que el par presenta armónicos de escasa amplitud. De lo expuesto anteriormente, sólo deberían aparecer el sexto y el duodécimo y no los armónicos pares. Estos últimos son debidos a la falta de simetría respecto al eje de abscisas. Los valores medidos son muy bajos y pueden considerarse como ruido.

## 6. PROTOTIPO

### 6.1 Introducción

En los siguientes apartados se expone el proceso de fabricación del prototipo del motor objeto de estudio de este TFG y los ensayos realizados al mismo una vez construido el prototipo del motor. La finalidad de este estudio experimental es validar los resultados obtenidos mediante el método analítico y las simulaciones realizadas mediante elementos finitos.

### 6.2 Proceso de diseño de la bancada y del motor

Una vez validados los resultados obtenidos en las simulaciones de *Maxwell* con los analíticos se pasó al diseño de la geometría del motor y de la bancada-soporte del mismo para su posterior construcción. Los planos fueron realizados mediante el programa de dibujo *AutoCad* como se muestra en el anexo de planos. A continuación, se describe el primer diseño.

#### -Bancada-soporte

La bancada está formada básicamente por placas de acero de 8 y 10mm de espesor cortadas por láser y electrosoldadas. En la figura 98 se muestran el total de las piezas antes de su montaje. Los planos usados para el corte son del 1 al 5 y se incluyen en el anexo de planos.

#### -Estator

En un primer diseño el estator se fabricó mediante el fresado de chapa magnética preconformada en forma de espiral proporcionada por un fabricante de transformadores. Este tipo de chapa magnética se usa para núcleos de transformadores toroidales. En la figura 99 y 100 se muestra el núcleo antes y después de mecanizar. Una vez finalizado el mecanizado se comprobó la precisión geométrica mediante una plantilla de acero inoxidable fabricada con láser como la mostrada en la figura 101. Mediante la plantilla se comprobó la insuficiente precisión, si bien, los defectos pasaron desapercibidos a simple vista. Más tarde, en los ensayos se verificó este hecho, ya que el par de cogging resultó superior al tolerable. Por consiguiente, no se consideró válida la fabricación del estator mediante mecanizado.

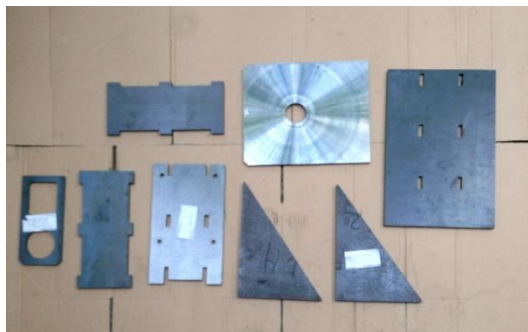


Figura 98. Piezas de la bancada cortadas mediante láser.

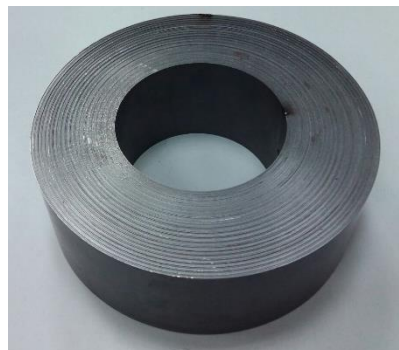


Figura 99. Chapa magnética preconformada en forma de espiral.



Figura 100. Estator mecanizado realizado manualmente mediante una fresadora.



Figura 101. Plantilla para comprobar el error cometido con el estator mecanizado.

Una vez visto que no eran válidos los resultados obtenidos mediante la fabricación del estator mecanizándolo. Se consideró un segundo diseño para la fabricación del estator de modo que suprimiese la acumulación de los errores angulares como ocurrió en el fresado de la primera unidad. El nuevo procedimiento consistió en fabricar mediante láser cada una de las chapas magnéticas que forman el estator. Esto se muestra en la figura 102 y una vez extraídas para su posterior curvado en la figura 103.

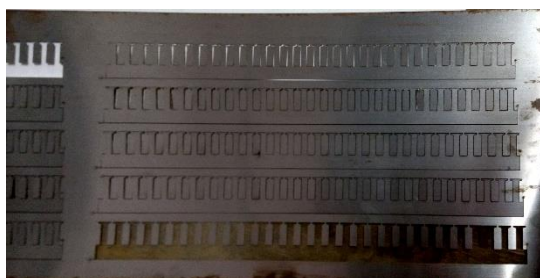


Figura 102. Chapas magnéticas del estator cortadas mediante láser.

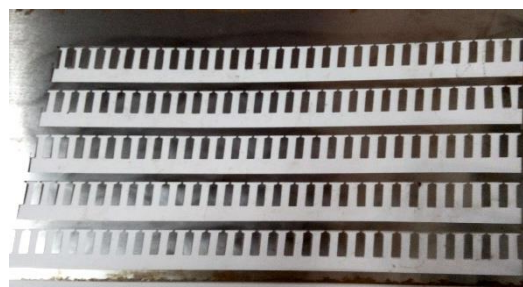


Figura 103. Extracción de las chapas magnéticas del estator cortadas mediante láser.

Las figuras 104 y 105 muestran los imanes que fueron encargados a un proveedor.



Figura 104. Imán cortado a mano perteneciente a la configuración de 28 imanes.



Figura 105. Imán rectangular perteneciente a la configuración de 22 imanes.

### 6.3 Proceso de ensamblaje

En este apartado se expondrá el proceso de ensamblaje de la bancada-soporte y del motor de flujo axial. En primer lugar, se realizó el ensamblaje de la bancada-soporte. Par ello, fue necesario desbastar cada una de las piezas de la figura 98 para eliminar la rebaba ocasionada por el corte por láser. Seguidamente, se insertaron los tabiques laterales en la base bancada mediante una prensa hidráulica.





Figura 106. Prensa hidráulica con basa bancada y tabiques laterales.



Figura 107. Prensa hidráulica con basa bancada y tabiques laterales en detalle.

A continuación, se pasó a la inserción del mismo modo de la placa base superior. Seguidamente, se soldaron las escuadras laterales, placa trasera y placa frontal mediante un soldador eléctrico por arco, cuyo resultado se muestra en la figura 108. El siguiente paso fue la colocación de los rodamientos como se muestra en la figura 109.



Figura 108. Soldadura de las escuadras y placa trasera de la bancada-soporte.



Figura 109. Soldadura de las escuadras y placa trasera de la bancada-soporte y colocación de los rodamientos.

Tras el montaje de la bancada-soporte se realizó el doblado de cada una de las chapas magnéticas que constituyen el estator. En las figuras 110 y 111 se muestra como se realizó este proceso con la de menor longitud. Este proceso es muy laborioso requiriendo de mucha precisión y técnica. A continuación, tal y como se hizo con el estator mecanizado se soldó la chapa trasera del estator al estator con un soldador eléctrico por arco. Como se comentó en el apartado 6.2 lo que se pretende con esta nueva forma de fabricación del estator es aprovechar la precisión de  $\pm 0.1$  mm del corte por láser. De tal modo que afecte en la menor medida posible al par de cogging.

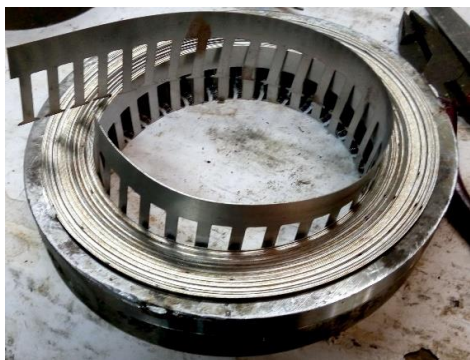


Figura 110. Doblado de cada chapa magnética que constituye el estator.



Figura 111. Doblado final de las chapas magnéticas que constituyen el estator.



Tras el montaje descrito del estator se procedió a la soldadura de la placa trasera del estator como se muestra en la figura 112.



Figura 112. Soldadura de la placa trasera del estator al estator.

Después del ensamblaje de la bancada-soporte y del estator se realizó el lijado y pintado de los mismos. Como se muestran en las figuras 113 y 114 con el color amarillo del rotor y de la placa trasera del estator se ha querido destacar el motor o parte activa del conjunto.



Figura 113. Vista superior del estator y la placa superior.



Figura 114. Vista en detalle de las ranuras y zapatas del estator.

Otra importante tarea en el proceso de ensamblaje es el bobinado. En este caso se comenzó probando con el diámetro de hilo de cobre que se obtuvo en los cálculos analíticos en el apartado 4.4.1 ecuación (107), pero la sección de 0.6mm resultó poco manejable. Así que se optó por poner dos hilos en paralelo de sección de 0.4mm siendo lo máximo permitido 200 vueltas por bobina. Para ello, fue necesario hacer dos útiles uno para la cabeza de bobina externa y otro para la interna. Tras el bobinado de las 15 bobinas, se comprobó la tensión inducida en cada una de ellas bobina, figura 115. Con esto se pretendía comprobar si el número de espiras había sido el mismo en todas las bobinas. Tras esta comprobación se pasó a la conexión de las bobinas uniéndolas mediante macarrón termorretractil, como se muestra en la figura 116.

La conexión de las bobinas se realizó aplicando los esquemas de las figuras 48 y 49. En primer lugar, se realizó para la configuración de 28 imanes. Tras realizar los ensayos para la configuración de 28 imanes se realizó la conexión correspondiente a la configuración de 22 imanes dada por las figuras 52 y 53.

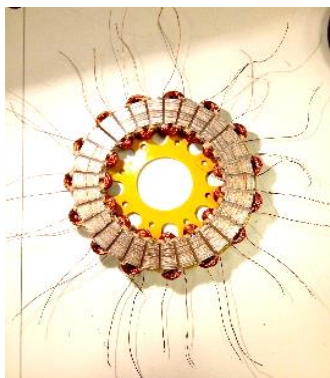


Figura 115. Estator con bobinas sin conectar.



Figura 116. Estator con bobinas conectadas.

Tras realizar todas las tareas descritas anteriormente se pasó a comprobar si la plantilla mostrada en la figura 101 tenía las mismas dimensiones que el estator fabricado. En la figura 117 puede observarse la superposición de ambos, demostrando que cumple con los requisitos de diseño.

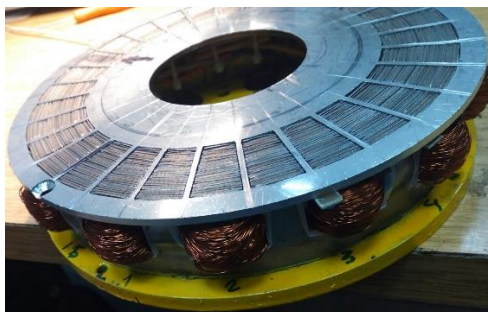


Figura 117. Insertado de la plantilla en el estator.

Otro aspecto reseñable del ensamblaje es la pieza llamada extractor, mostrada en la figura 118 que es de gran utilidad cuando se inserta el eje con los imanes junto al rotor, como puede observarse en la figura 118. Debido a que evita que los imanes se peguen en el estator, ya que como se calculó en el apartado 4.4.8 la fuerza axial de los imanes es muy elevada.



Figura 118. Extractor mostrado en detalle.

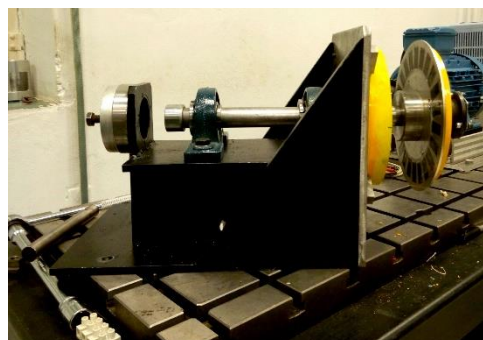


Figura 119. Inserción del eje con el rotor e imanes en la bancada.

Una tarea bastante ardua es centrar el eje cada vez que se modifica el estator o los imanes. Aunque el objeto de este TFG en principio se consideró el diseño con 28 imanes también se han realizado algunos ensayos con 22 imanes. En la figura 120 se muestran la configuración de 28 imanes, como ya se comentó el apartado 6.2 estos han sido cortados manualmente. En cambio, en la figura 121 se observa la configuración de 22 imanes que son rectos.



Figura 120. Configuración de 28 imanes.



Figura 121. Configuración de 22 imanes.

En la figura 122 se muestra el conjunto bancada-soporte y motor de flujo axial en la bancada de ensayo.

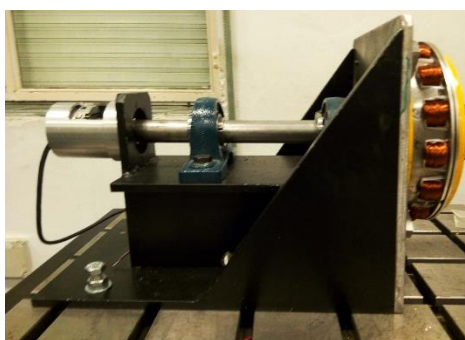


Figura 122. Conjunto bancada-soporte y motor de flujo axial.

## 6.4 Ensayos

En este apartado se describen los ensayos eléctricos y mecánicos realizados sobre el prototipo. Estos ensayos no han sido necesarios en el proyecto base, ya que su alcance se limita al par de cogging.

### 6.4.1 Ensayo para obtener la fuerza electromotriz inducida.

El ensayo para la obtención de la fuerza electromotriz inducida consistió en hacer girar un motor asíncrono, cuya placa característica se muestra en la figura 126, alimentado mediante un convertidor de frecuencia auxiliar alimentado desde la red trifásica, mostrado en las figuras 127 y 128. El motor-freno se encuentra acoplado directamente al eje de un medidor de par sin contactos, cuyas características se muestran en la figura 129. El otro extremo del eje del medidor de par está directamente acoplado con el motor de imanes permanentes de flujo axial. Esta disposición permite el movimiento del motor arrastrado de imanes permanentes por el motor-freno y la inducción de tensión en sus bobinas. Una vez que se realizó el centrado de los ejes se comprobó que al unir las tres fases del motor arrastrado, este giraba con dificultad al hacerlo girar manualmente, pero al separar las tres fases si era posible. Para visualizar y registrar la fem se utilizó un osciloscopio digital de cuatro canales marca Agilent, figura 131. La sonda de tensión con aislamiento galvánico, figura 130, se conectó entre dos fases y el factor de atenuación usado fue 1:500. Con este equipo es posible almacenar los datos en formato csv para su posterior procesamiento en Excel o Matlab. En todos los ensayos se guardaron los datos como captura de pantalla en formato png. Para la representación y procesamiento de la forma de onda se ha usado Matlab. Este ensayo se realizó en las tres fases del motor para comprobar que formaban un sistema trifásico equilibrado.







Figura 129. Placa característica del medidor de par s/c.



Figura 130. Sonda de tensión.

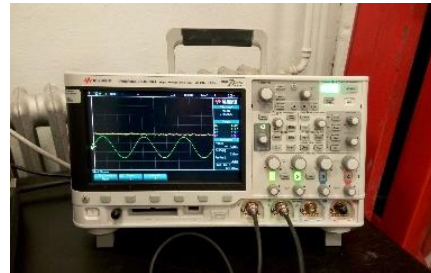


Figura 131. Osciloscopio.

#### 6.4.1.1 Fuerza electromotriz inducida en la configuración de 28 imanes.

Como se comentó en el apartado 6.4.1 una vez obtenidos y guardados los datos de la fem entre dos fases se procesaron los datos en Matlab con el objeto de obtener el espectro armónico haciendo uso de la función FFT. En primer lugar, fue necesario obtener la función temporal de la figura 132 en *Matlab* para tomar los valores de  $x$  correspondientes a un período. A continuación, las amplitudes de los armónicos obtenidos mediante la FFT se dividieron por la correspondiente al primer armónico, obteniéndose así la normalización del espectro. El diagrama de barras resultantes se muestra en la figura 133 y el diagrama de barras en detalle en la figura 134.

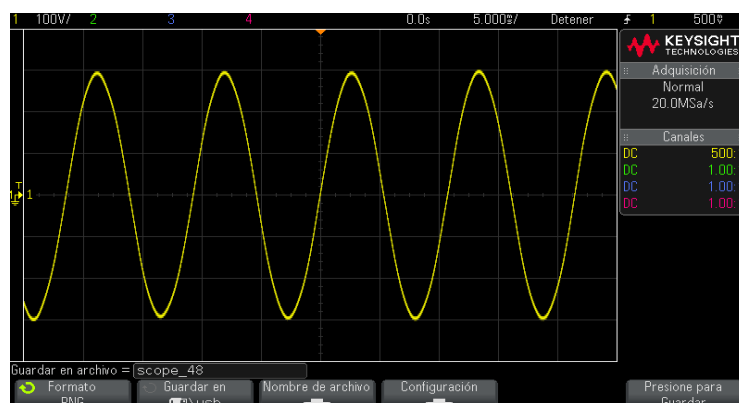


Figura 132. Visualización de la fuerza electromotriz inducida entre dos fases mediante el osciloscopio.

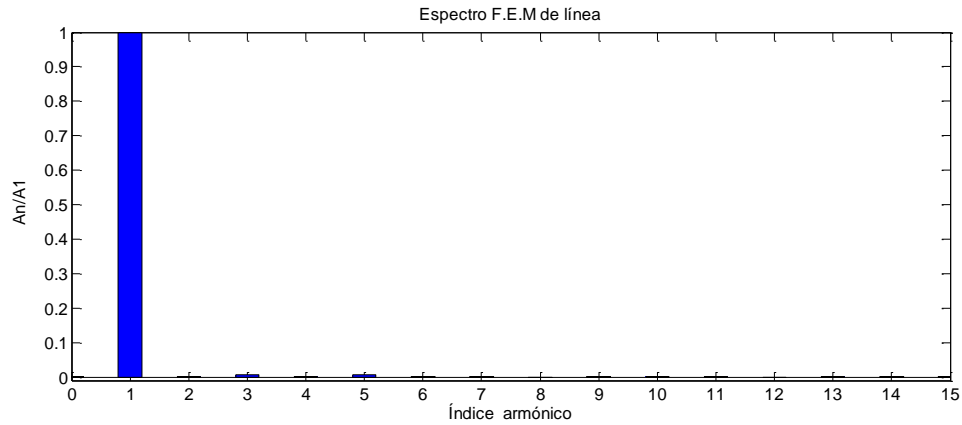


Figura 133. Espectro de la fuerza electromotriz de línea dividida entre el armónico fundamental para la configuración de 28 imanes.

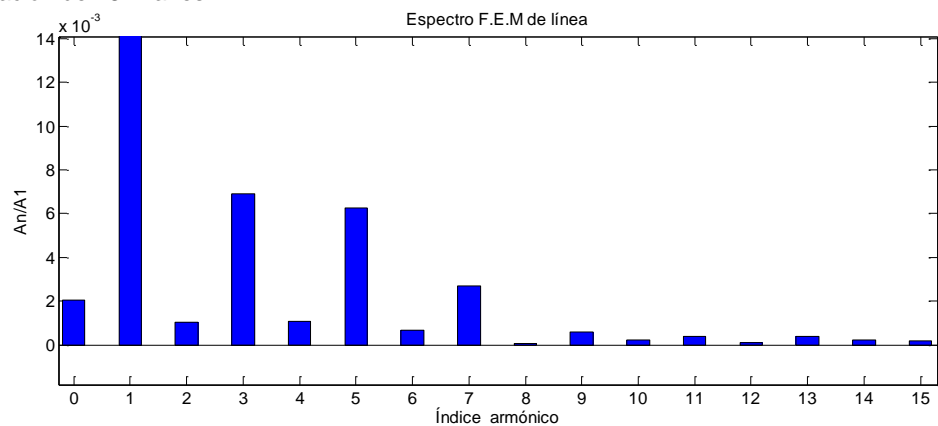


Figura 134. Espectro de la fuerza electromotriz de línea dividida entre el armónico fundamental para la configuración de 28 imanes en detalle.

#### 6.4.1.2 Fuerza electromotriz inducida en la configuración de 22 imanes.

Del mismo modo que se ha comentado en el apartado 6.4.1.1 se han obtenido las figuras 135, 136 y 137. Para ello, fue necesario montar de nuevo el ensayo mostrado en la figura 124, pero con la configuración de 22 imanes, figura 121. De modo que hubo que centrar de nuevo el eje. Tras realizar estos cambios en el montaje de este ensayo se obtuvo en el osciloscopio la figura 135. De igual modo que en el apartado anterior se utilizó la función FFT para la obtención de los armónicos de la figura 136. En la figura 137 se muestra en detalle el espectro de los armónicos.

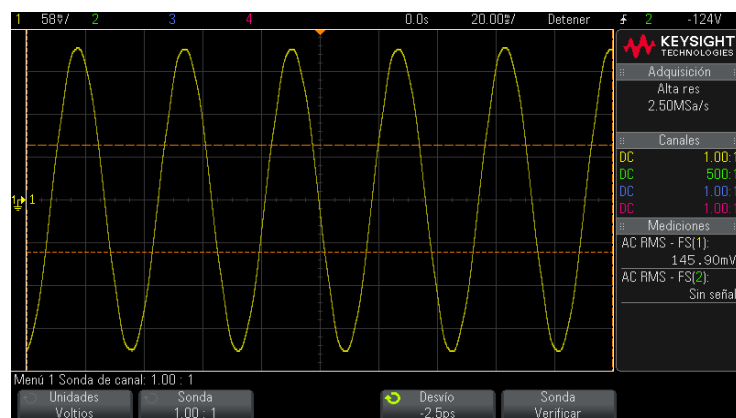


Figura 135. Visualización de la fuerza electromotriz inducida en dos fases mediante el osciloscopio.

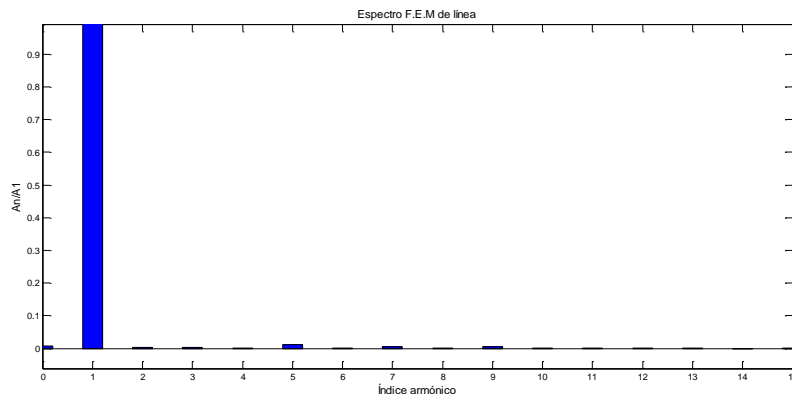


Figura 136. Espectro de la fuerza electromotriz de línea dividida entre el armónico fundamental para la configuración de 22 imanes.

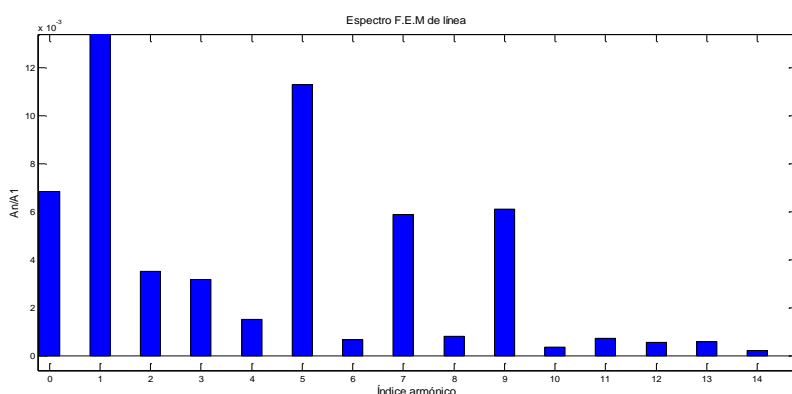


Figura 137. Espectro de la fuerza electromotriz de línea dividida entre el armónico fundamental para la configuración de 22 imanes en detalle.

#### 6.4.1.3 Armónicos de fem en las configuraciones de 28 y 22 imanes

Teóricamente, los armónicos de fem de la tensión de línea de un motor de imanes permanente de fem senoidal no deberían contener los terceros armónicos debido a la cancelación por simetría trifásica. No obstante, como se aprecia en las figuras 134 y 137 el valor obtenido no es nulo, como suele ocurrir en todos los motores reales. La principal razón de ello es la falta de simetría entre las tres fases debido a las tolerancias de fabricación. Por la misma razón aparecen armónicos pares, que como es sabido son causados por falta de simetría respecto del eje de tiempos (simetría de media onda).

#### 6.4.2 Par motor

El ensayo del par motor ha sido realizado para la configuración de 28 imanes. Para el correcto funcionamiento del motor a ensayar debe de configurarse previamente el convertidor de frecuencia que incorpora un control vectorial para la intensidad aplicada. Para ello, una vez conectado el motor y el encoder al convertidor, se realizó un proceso de autoajuste denominado *Autotuning*. Este proceso se comanda desde el propio convertidor a través del ordenador. Una vez realizado el autotuning el convertidor conoce la posición de los polos magnéticos del rotor y puede así orientar correctamente el vector intensidad. En la figura 140 se muestra el diagrama de bloques del conjunto formado por el convertidor, PC, motor bajo prueba y motor-freno.

Tras realizar esta operación se procedió al montaje. En primer lugar, se conectó la sonda de intensidad, figura 142, a una fase del motor de imanes permanentes para visualizar en el osciloscopio. También se conectó el medidor de par al osciloscopio. Una vez se

puso en marcha el motor se observó que la señal procedente del medidor de par contenía un ruido excesivo debido al troceado del convertidor. Se optó por tanto por reducir el nivel de ruido mediante dos filtros R-C, uno para la sonda de intensidad y otro para el transductor de par.

Las figuras 138 y 139 muestran el circuito interno del filtro R-C y el diagrama de la frecuencia de corte. Los valores usados son:  $R = 560\Omega$  y  $C = 0.22\mu F$  siendo

$$f_{corte} = \frac{1}{2\pi RC} \quad (120)$$

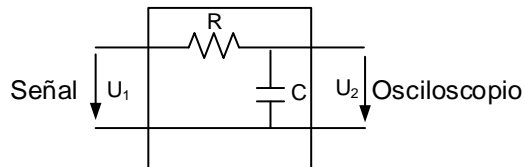


Figura 138. Circuito interno de un filtro R-C.

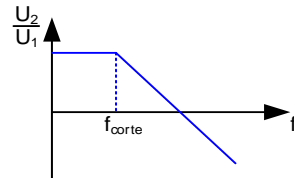


Figura 139. Gráfica que relaciona de tensión de salida y entrada con la frecuencia.

Una vez realizado el montaje para el ensayo se aplicó carga mediante una fuente de tensión variable conectada al motor-freno como se muestra en la figura 143.

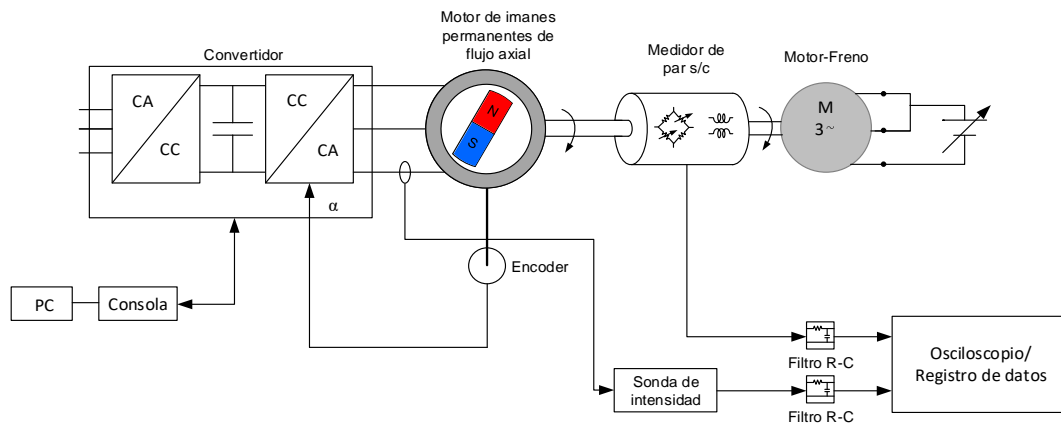


Figura 140. Esquema del ensayo para el par motor.

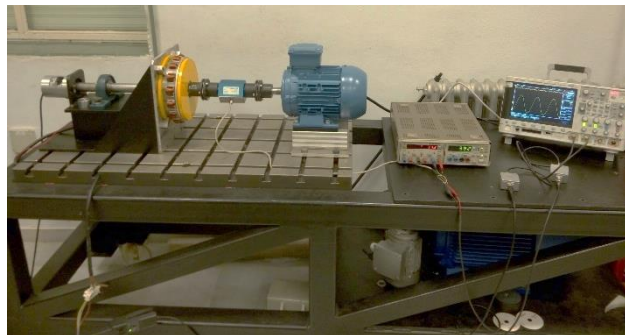


Figura 141. Montaje del ensayo para la obtención del par motor.





Figura 142. Sondas de intensidad.



Figura 143. Fuente tensión variable para la carga.



Figura 144. Convertidor de frecuencia.



Figura 145. Placa característica del convertidor.

### 6.4.3 Característica Par-Intensidad

En la figura 146 se muestra la onda de par y la correspondiente intensidad de línea a la que se produce cuyos colores son amarillo y verde, respectivamente. En el margen superior se indican los valores por división y en el margen derecho el valor pico a pico de la intensidad y el del par y el valor medio del par. Los datos obtenidos de la figura 146 permiten obtener un punto de la característica par-intensidad. Para ello, se tendrá en cuenta la constante de medida del sensor de par: 5V/200Nm (figura 129). Además, los datos de la intensidad eran pico a pico y fue necesario pasarlos a valores eficaces. Una vez obtenidos estos valores se representó la intensidad frente al par, figura 147. En ella puede observarse la relación lineal que existe entre la intensidad y el par, como se comentó en el desarrollo teórico en el apartado 3.7.

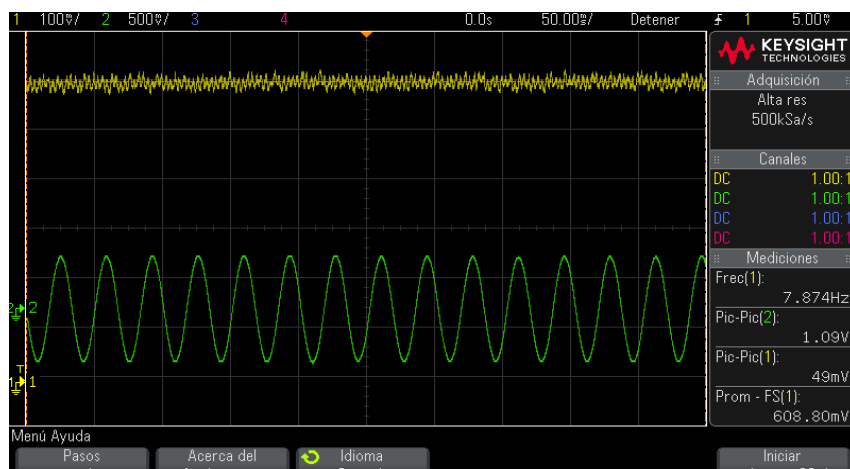


Figura 146. Par motor e intensidad de línea del motor ensayado.

Tabla 3. Par motor en diferentes valores de carga.

Intensidad[A]	0.177	0.459	0.989	1.449	2.086	3.041	3.429	3.889
Par [Nm]	0	2.158	5.786	8.955	13.267	19.571	21.933	24.588

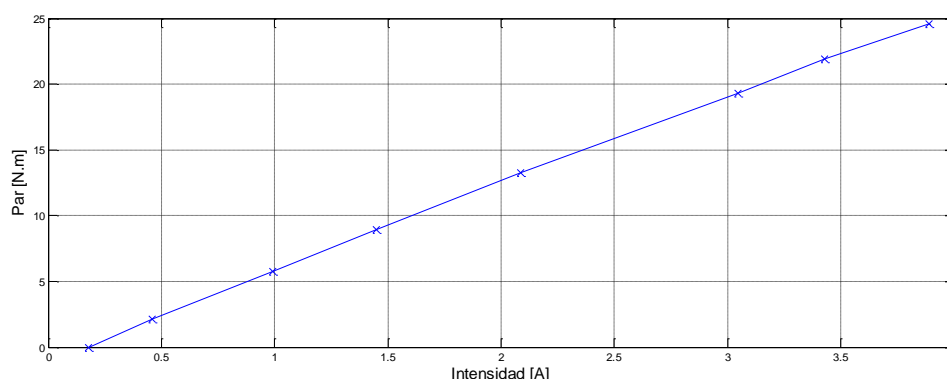


Figura 147. Representación gráfica de diferentes valores de carga frente al par motor producido.

Tras ser procesada la onda de par mediante la función FFT de *Matlab*, se obtiene el espectro del par motor mostrado en la figura 148. Además, en la figura 149 pueden verse los valores de los armónicos en detalle.

Teniendo en cuenta todo lo expuesto sobre los armónicos y en base a los resultados obtenidos en las figuras 148 y 149, se puede concluir que el par presenta armónicos con valores muy pequeños. Aunque teóricamente sólo deberían de aparecer el sexto y el duodécimo, en el caso ensayado existen armónicos distintos debido a la falta de simetría de los imanes, ya que han sido fabricados manualmente.

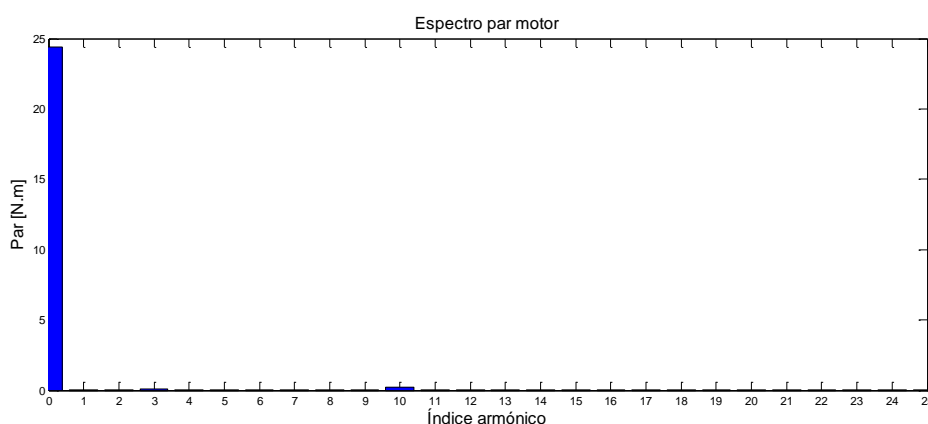


Figura 148. Espectro de los armónicos del par motor para la configuración de 28 imanes.

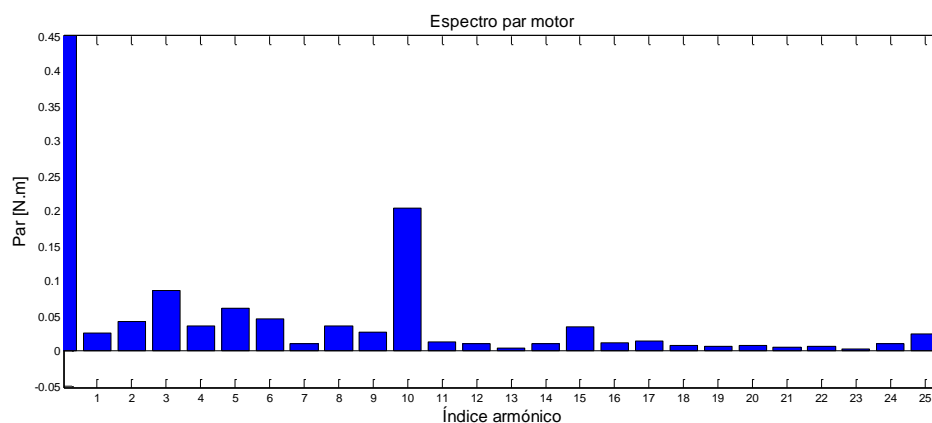


Figura 149. Espectro de los armónicos del par motor para la configuración de 28 imanes en detalle.

#### 6.4.4 Par de cogging

El ensayo para la obtención del par de cogging consistió en hacer girar el rotor lentamente mediante un motor paso a paso que a su vez se encontraba alimentado por un driver específico. Un diagrama del montaje se muestra en la figura 150. Las placas características de ambos se muestran en las figuras 153 y 154, respectivamente. Un giro completo del motor, es decir, 360 grados se produce con 400 pasos. El motor paso a paso está acoplado al motor de imanes permanentes mediante una reductora sin fin de relación 1:100 y el medidor de par, figura 155. En las figuras 151 y 152 se muestra el montaje completo del ensayo. Los datos recogidos por el osciloscopio han sido procesados mediante *Matlab*. Este ensayo se ha realizado con tres variantes: para el estator de trabajo con 28 imanes, para el estator mecanizado con 28 imanes y con el estator de trabajo con la configuración de 22 imanes.

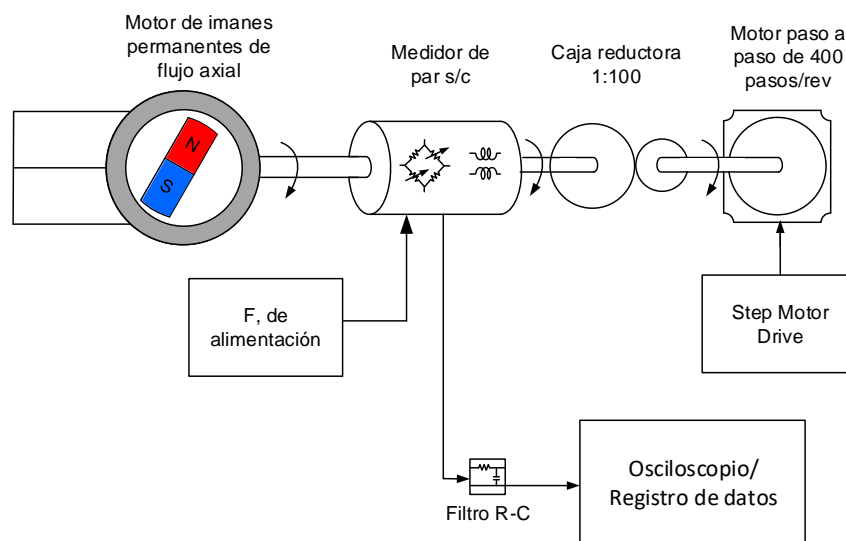


Figura 150. Esquema para el ensayo del par de cogging.

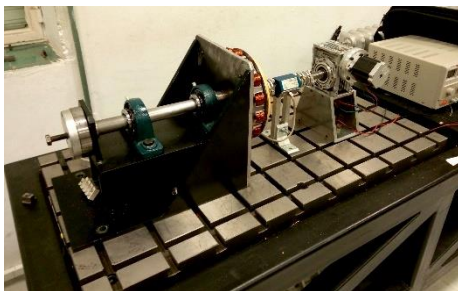


Figura 151. Montaje para el ensayo del par de cogging.

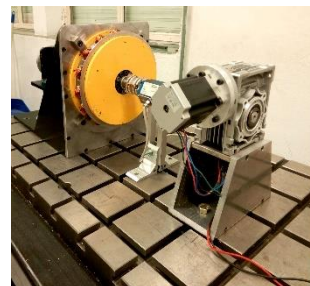


Figura 152. Montaje para el ensayo del par de cogging.



Figura 153. Motor paso a paso.



Figura 154. Step Motor Drive.



Figura 155. Placa característica del medidor del par de cogging.

#### 6.4.4.1 Estator de trabajo

En este ensayo no fue necesario realizar ningún cambio en el montaje de la bancada, figuras 150, 151 y 152 escala de 500 mV por división. Haciendo uso de la placa de característica, figura 155, se puede obtener el valor del par medio de 0.8 Nm.

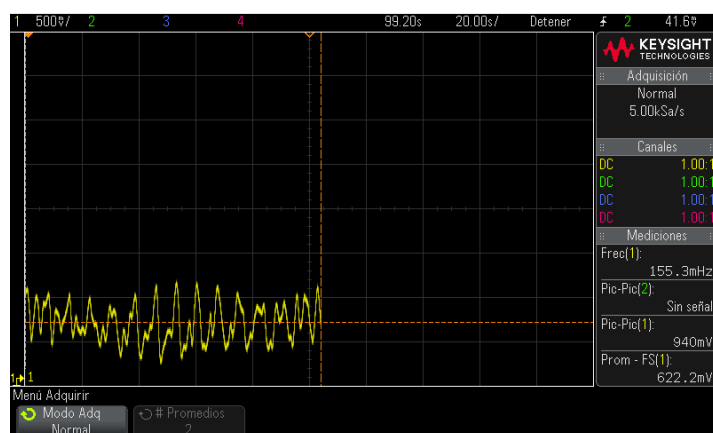


Figura 156. Visualización del par de cogging para el estator de trabajo con la configuración de 28 imanes en el osciloscopio.

Una vez registrados los valores de la onda de par de cogging mediante el osciloscopio se obtuvo el espectro de los armónicos en Matlab, figura 157. En la figura 158 se muestran en detalle los valores de los índices armónicos.

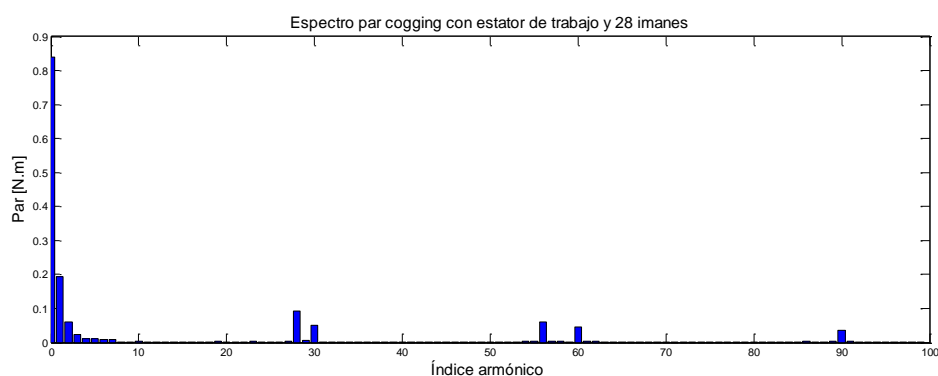


Figura 157. Espectro de los armónicos del par de cogging para el estator de trabajo con la configuración de 28 imanes.

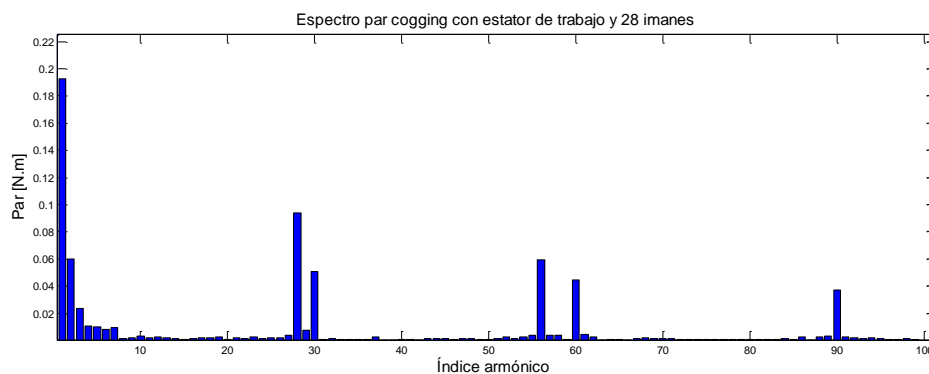


Figura 158. Espectro de los armónicos en detalle del par de cogging para el estator de trabajo con la configuración de 28 imanes.

#### 6.4.4.2 Estator mecanizado y 28 imanes

Para la obtención del par de cogging con el estator mecanizado y la configuración de 28 imanes se tuvieron que realizar algunas modificaciones en el montaje. Para ello, fue necesario cambiar el estator, figura 159, y centrar de nuevo el eje. Cabe destacar que este estator no posee bobinas puesto que para el par de cogging no es necesario. En la figura 160 se muestra la onda del par de cogging para esta configuración. Para una escala de 500 mV por división se obtiene un valor del par medio igual a 1.5 Nm.



Figura 159. Estator mecanizado.

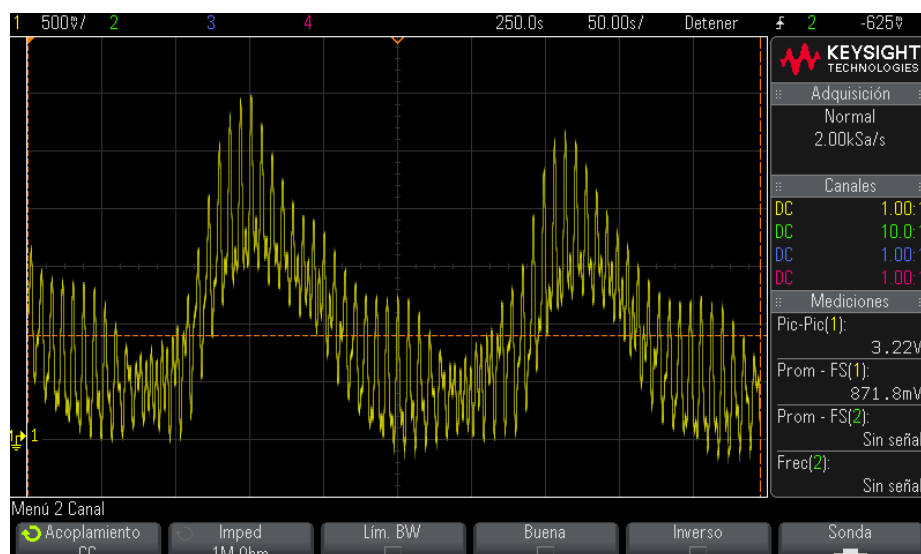


Figura 160. Visualización del par de cogging para el estator mecanizado con la configuración de 28 imanes en el osciloscopio.

Del mismo modo que se procedió en el apartado 6.4.4.1 se obtuvieron los diagramas de barras que muestran los valores de los índices armónicos correspondientes a las figuras 161 y 162.

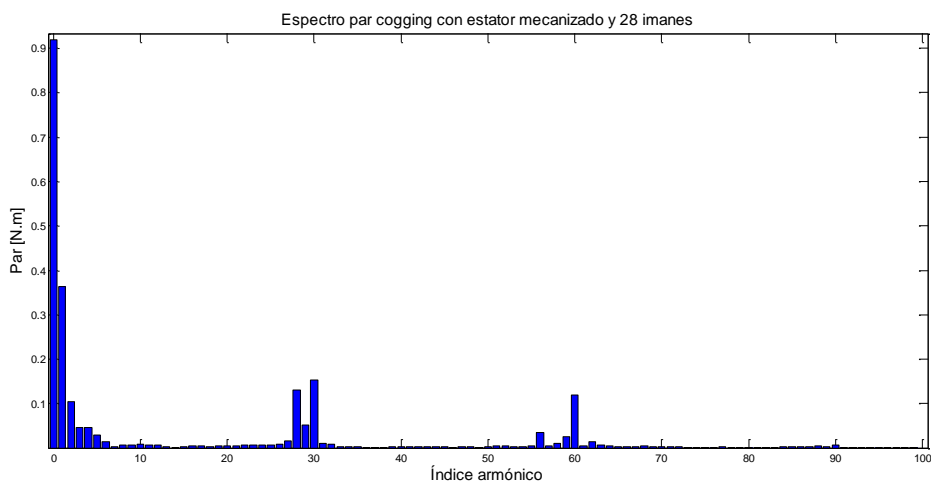


Figura 161. Espectro de los armónicos del par de cogging para el estator mecanizado con la configuración de 28 imanes.

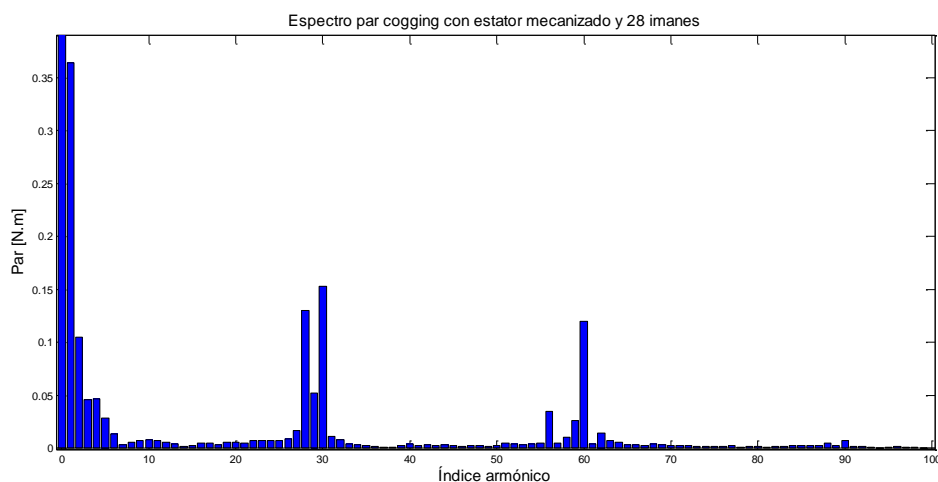


Figura 162. Espectro de los armónicos en detalle del par de cogging para el estator mecanizado con la configuración de 28 imanes.

#### 6.4.4.3 Estator de trabajo y 22 imanes

Para el ensayo del par de cogging con el estator de trabajo y con configuración de 22 imanes fue necesario poner de nuevo el estator de trabajo y cambiar los imanes, es decir, pasar de la figura 120 a la 121. Del mismo modo que se han realizado las otras dos opciones se obtiene la onda del par de cogging en el osciloscopio, figura 163. Con la escala de 500 mV por división se obtiene un valor de 0.3 Nm.

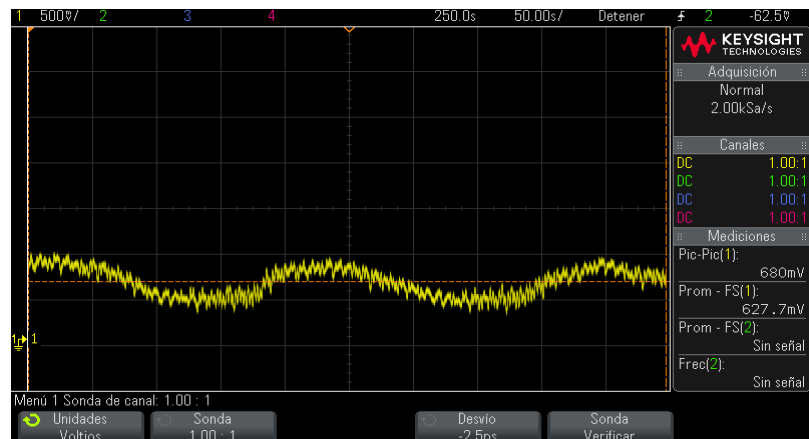


Figura 163. Visualización del par de cogging para el estator de trabajo con la configuración de 22 imanes en el osciloscopio.

Como ya quedó recogido en los dos subapartados anteriores, una vez registrados los valores de la onda de par de cogging, se procedió a la representación mediante diagramas de barras de los índices armónicos.

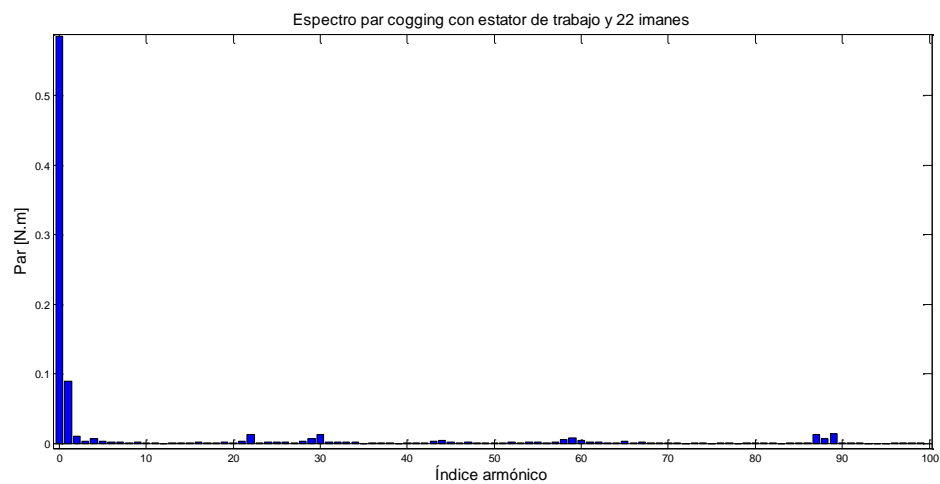


Figura 164. Espectro de los armónicos del par de cogging para el estator de trabajo con la configuración de 22 imanes.

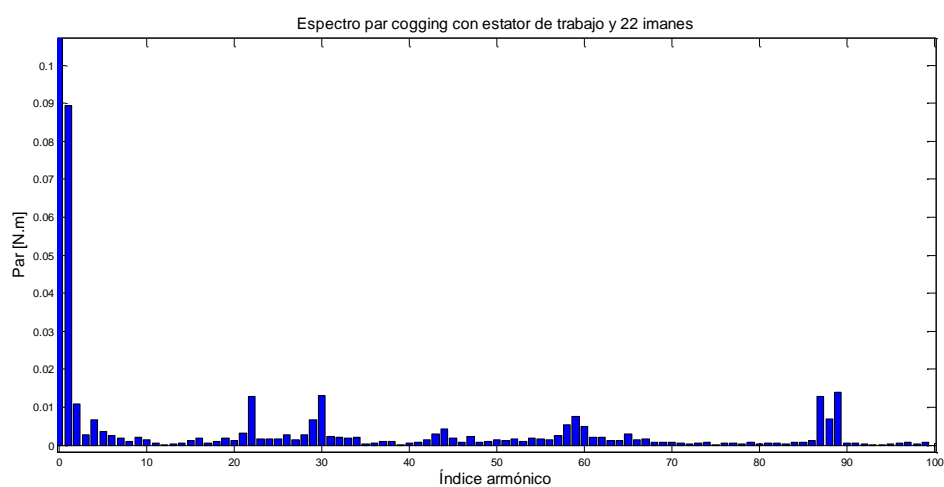


Figura 165. Espectro de los armónicos del par de cogging en detalle para el estator de trabajo con la configuración de 22 imanes.

#### 6.4.4.4 Comparativa de resultados del par de cogging

Al comparar los valores de los índices armónicos en los tres casos se obtiene que el peor caso se produce con la configuración de estator mecanizado y 28 imanes. Como ya se comentó en el apartado 6.2 se debe a que los errores en el mecanizado se encuentran muy acentuados en algunos dientes del estator, provocando un gran efecto sobre el par de cogging total. En cambio, con las otras opciones de estator de trabajo de 22 y 28 imanes puede observarse que los valores de los armónicos son muy bajos. Al comprar estos dos ensayos se obtienen que los valores de los índices armónicos para la configuración de 22 imanes son menores que para la configuración de 28 imanes. Esto se debe a que los 28 imanes han sido cortados manualmente y la geometría original en la configuración de 22 imanes no ha sido modificada.

#### 6.4.5 Medida de la vibración del motor

Las fuerzas electromagnéticas internas del motor originan el par mecánico, pero también dan lugar a vibraciones y ruido acústico. Aunque este estudio queda fuera del objetivo del TFG, resulta sencillo realizar la medida de la vibración del motor y cómo depende del par motor. Existen unas configuraciones de motor más susceptibles de generar vibración que otras. La principal causa de la vibración es el desequilibrio de las fases y la forma de onda de la intensidad. El esquema de este ensayo se recoge en la figura 166. Para ello, fue necesario usar un sensor de vibración denominado acelerómetro, figura 168. Este instrumento se fijó a la bancada como se muestran en las figuras 167 y 168. Los resultados obtenidos dependen de la zona en la que se coloque el sensor. En la figura 171 se muestran las ondas del par motor, la de intensidad y la de vibración correspondiente con los colores amarillo, verde y azul, respectivamente. Para obtener el valor de la onda de vibración se pasó el valor pico a pico de tensión a valores de aceleración en g ( $9.8 \text{ m/s}^2$ ) con la conversión que aparece en la placa de característica, figura 170. Pasando este valor al Sistema Internacional resulta  $0.9g$  es decir,  $9.6078 \text{ m/s}^2$ .

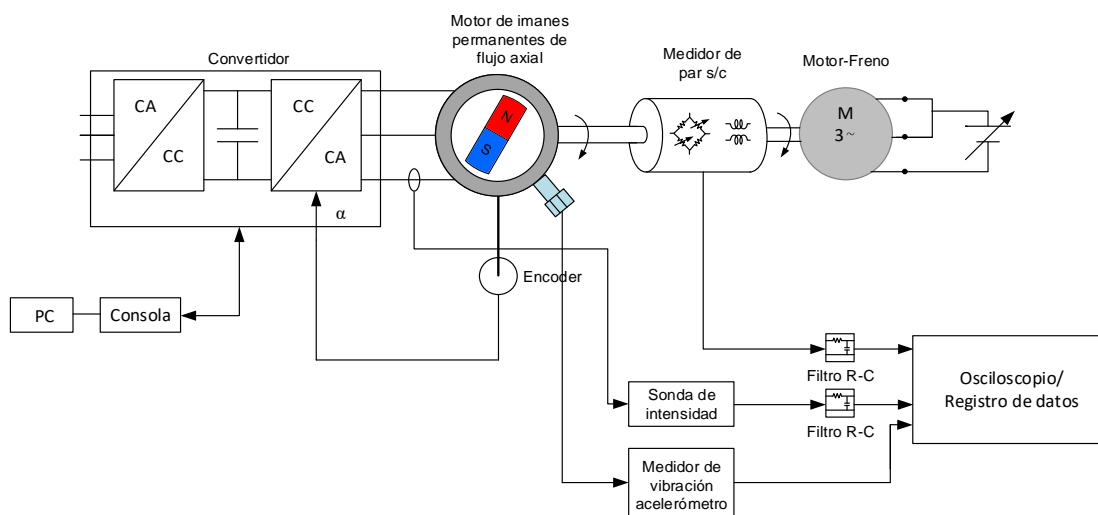


Figura 166. Esquema para el ensayo de la vibración del motor.



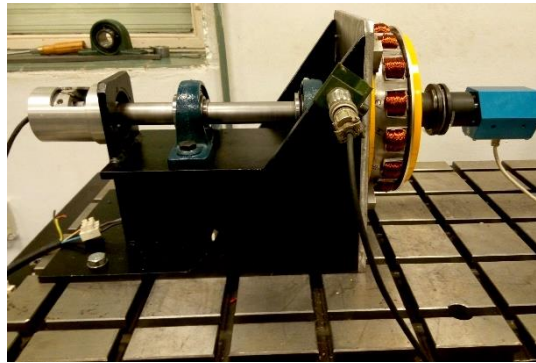


Figura 167. Esquema para el ensayo de la vibración del motor.



Figura 168. Esquema para el ensayo de la vibración en el motor.



Figura 169. Acelerómetro y equipo de medida.



Figura 170. Placa característica del acelerómetro.



Figura 171. Visualización del par motor, la intensidad y la vibración producida en la bancada-soporte del motor de imanes permanentes.

#### 6.4.6 Medida de la onda de inducción de los imanes a velocidad constante para diferentes radios.

En este ensayo se midió la inducción de los imanes en diferentes radios. El esquema general puede observarse en la figura 172. Para ello, se usó un estator sin ranuras, figura 173, con la configuración de 22 imanes. Además, se utilizó como instrumento de medida un gaussímetro digital como el mostrado en la figura 174. El ensayo consistió en situar la sonda de efecto hall en distintos radios del estator mientras el motor gira a velocidad constante. Previamente se colocaron unas marcas sobre el final del medidor con las distancias correspondientes a cada una de las medidas desde 0 mm hasta 35 mm con un paso de 5mm. Las medidas realizadas se muestran en la figura 177. En dicha figura puede verse que existen imperfecciones en los imanes, ya que la inducción tiene fluctuaciones. Las ondas correspondientes a los extremos tienen una inducción reducida ya que esta es debida al efecto de los bordes.

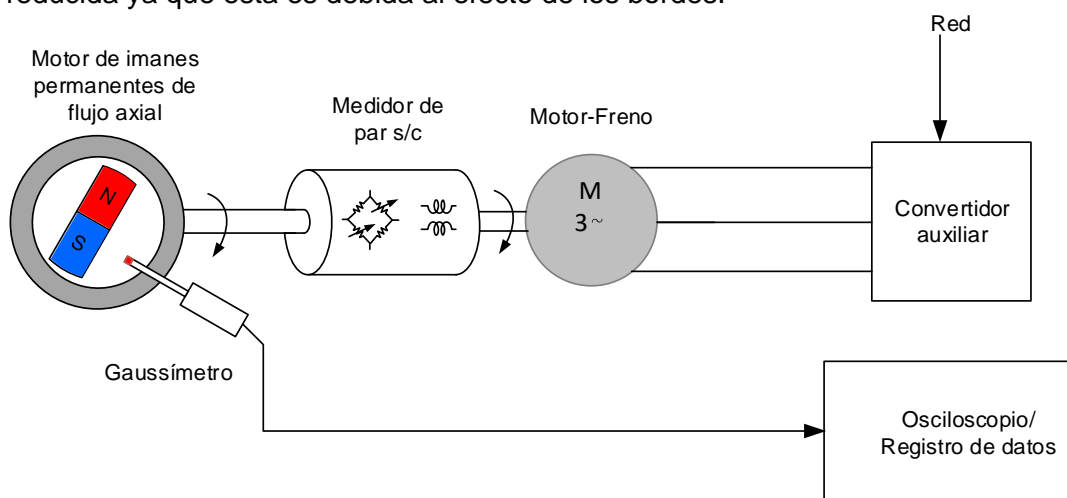


Figura 172. Esquema para el ensayo de la inducción en diferentes polilíneas.

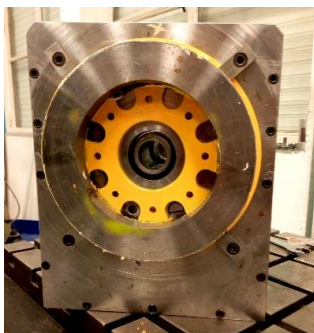


Figura 173. Estator sin ranuras.



Figura 174. Gaussímetro utilizado en el ensayo.



Figura 175. Colocación manual de la sonda efecto hall en distintos radios del estator.



Figura 176. Colocación manual de la sonda efecto hall en distintos radios del estator.

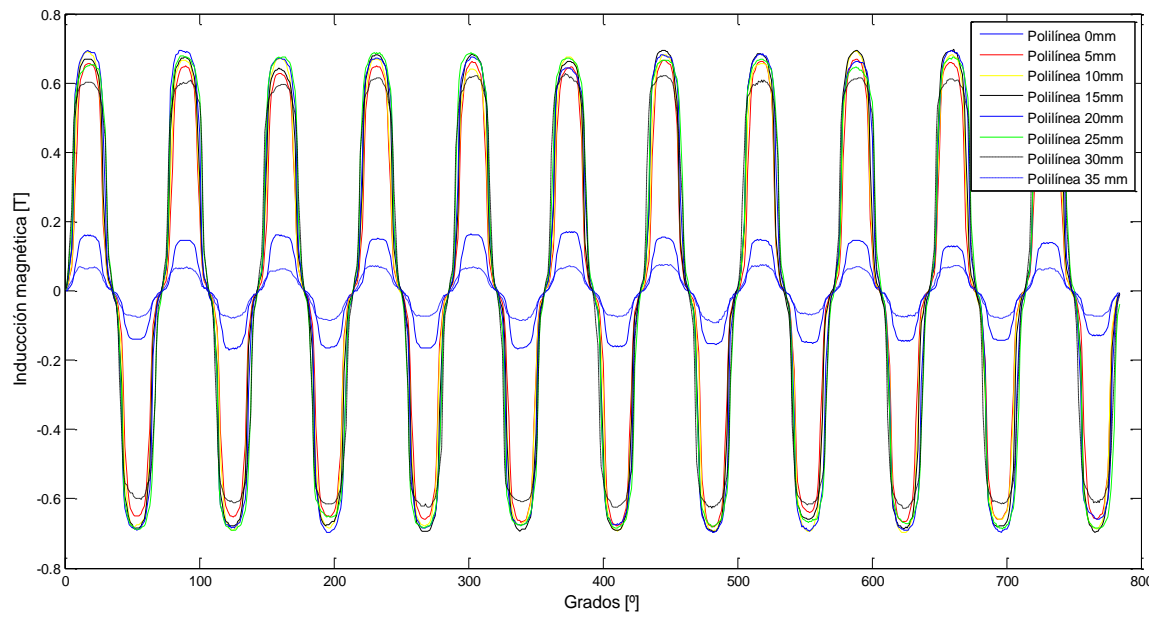


Figura 177. Inducción en diferentes radios con estator sin ranura y configuración de 22 imanes.

## 7. COMPARACIÓN DE RESULTADOS

En las tablas 4, 5, y 6 se resumen los resultados obtenidos en los cálculos analíticos para las dos configuraciones, los obtenidos en las simulaciones mediante Maxwell y los obtenidos de los ensayos del prototipo, respectivamente. Por último, en la tabla 7 se muestra una comparación de los parámetros más importantes del diseño.

### 7.1 Resultados analíticos

Tabla 4. Resultados del cálculo analítico para la configuración de 28 y 22 imanes.

				Configuración 28 imanes	Configuración 22 imanes	
	Parámetro [ud.]			Valor	Valor	Ecuación
1	$N_s/N_m$	Número de ranuras/Número de imanes	[-]	30/28	30/22	-
2	$p\alpha$	Paso de bobina	[°E]	12	48	(95)
3	$K_p$	Factor de paso	[-]	0.994	0.912	(94)
4	$K_d$	Factor de distribución	[-]	0.956	0.957	(97)
5	$l_g$	Longitud del entrehierro	[mm]	1.5	1.5	-
6	$l_m$	Longitud de los imanes	[mm]	4	3	-
7	$k_c$	Factor de Karter	[-]	1.957	2.309	(19)
8	$B_g$	Inducción magnética en el entrehierro	[T]	0.708	0.459	(103)
9	$e_{conductores}$	Tensión inducida en los conductores	[V]	0.113	0.074	(102)
10	$n_s$	Número de conductores por ranura	[-]	199	330	
11	$d$	diámetro de los conductores	[mm]	0.58	0.438	(108)
12	$R$	Resistencia en una bobina	[ $\Omega$ ]	1.28	3.72	(87)
13	$R_f$	Resistencia por fase	[ $\Omega$ ]	6.39	18.61	()
14	$L_g$	Inductancia en el entrehierro	[H]	$6.735 \cdot 10^{-4}$	$1.672 \cdot 10^{-3}$	(88)
15	$L_s$	Inductancia en el entrehierro	[H]	$2.217 \cdot 10^{-4}$	$6.082 \cdot 10^{-3}$	(90)
16	$L_e$	Inductancia en las cabezas de bobinas	[H]	$2.589 \cdot 10^{-3}$	$4.863 \cdot 10^{-4}$	(99)
17	$L$	Inductancia en un conductor	[H]	$3.148 \cdot 10^{-3}$	$8.241 \cdot 10^{-3}$	(57)
18	$L_f$	Inductancia de fase	[H]	0.0314	0.0824	
19	$\tau_t$	Constante de tiempo	[s <sup>-1</sup> ]	$4.917 \cdot 10^{-3}$	$4.427 \cdot 10^{-3}$	(109)
20	$I$	Intensidad que circula por un conductor	[A]	1.849	1.053	
21	$T$	Par motor	[Nm]	13.24	7.54	
22	$P_{\text{útil}}$	Par útil	[W]	832.05	473.85	(81)

23	$P_{st}$	Pérdidas totales en el hierro	[W]	35.651	28.011	(82)
24	$f$	Frecuencia	[Hz]	140	110	
25	$P_{perd}$	Pérdidas conjuntas de hierro y cobre	[W]	101.138	89.899	(80)
26	$\eta$	Rendimiento	[%]	89.16	84.05	(79)
27	$N_{cog}$	Número de cogging		420	330	
28	$frs$	Densidad de fuerza axial	[N.m]	199203.853	83754.27	(110)
29	$A_m$	Área de un imán	[m <sup>2</sup> ]	$5.722 \cdot 10^{-4}$	$6.0127 \cdot 10^{-4}$	(111)
30	$frs_m$	Fuerza axial debida a todos los imanes	[N]	3193.121	1107.896	


## 7.2 Resultados obtenidos de las simulaciones de Maxwell

Tabla 5. Resultados obtenidos en las simulaciones de elementos finitos.

	Parámetro [ud.]			Valor	Figura
1	$B_g$	Inducción magnética en el entrehierro y estator con ranuras	[T]	0.713	80
2	$B_g$	Inducción magnética en el entrehierro y estator sin ranuras	[T]	1	83
3	$L_f$	Inductancia de fase	[ $\mu$ H]	1.75	88
4	$T$	Par motor	[N.m]	33	94
	$I_{eficaz}$	Intensidad eficaz que circula por cada bobina	[A]	1000	
5	$f.e.m$	Fuerza electromotriz	[ $\mu$ V]	400	87
	$\omega$	Velocidad a la que gira el motor para el cálculo de la f.e.m	[rad/s]	$\pi / 180$	

## 7.3 Resultados obtenidos de los ensayos realizados sobre el prototipo

Tabla 6. Resultados obtenidos en los ensayos realizados al prototipo

	Parámetro [ud.]			Valor	Figura
1	$f.e.m_{28}$	Fuerza electromotriz inducida con la configuración 28 imanes.	[V]	173	131
	$\omega$	Velocidad angular a la que gira el motor para $f.e.m_{28}$	[rad/s]	40.79	
2	$f.e.m_{22}$	Fuerza electromotriz inducida con la configuración 22 imanes.	[V]	61.39	134
	$\omega$	Velocidad angular a la que gira el motor para $f.e.m_{28}$	[rad/s]	16.3	
3	$T$	Par motor dado para la configuración 28 imanes.	[N.m]	24	145 
	$I_{eficaz}$	Intensidad eficaz en cada uno de los conductores para el ensayo del par motor para 28 imanes.	[A]	3.85	
4	$T_{Cogging28EstatorTrabajo}$	Par de cogging con configuración 28 imanes y estator de trabajo.	[N.m]	0.8	155

5	T <sub>Cogging28EstatorMecanizado</sub>	Par de cogging con configuración 22 imanes y estator de trabajo.	[N.m]	1.5	160
6	T <sub>Cogging22EstatorTrabajo</sub>	Par de cogging con configuración 22 imanes y estator de trabajo.	[N.m]	0.3	163
7	Vibración <sub>bancada</sub>	Vibración medida de la bancada-soporte.	[m <sup>2</sup> /s]	9.608	171

#### 7.4 Comparación de resultados para 28 imanes

Tabla 7. Comparación de algunos parámetros obtenidos mediante el cálculo analítico, las simulaciones de Maxwell y los ensayos realizados en el prototipo con 28 imanes.

	Parámetro[ud.]			Cálculo analítico	Simulaciones Maxwell	Ensayos	Comentarios
1	B <sub>g</sub>	Inducción magnética en el entrehierro	[T]	0.692	0.713	0.7	(1)
2	L <sub>f</sub>	Inductancia de fase	[H]	0.0314	0.07	0.0325	(2)
3	R <sub>f</sub>	Resistencia de fase	[Ω]	6.385	-----	8.2	(3)
4	T	Par motor	[Nm]	13.24@ 1.849 A	34@ 5A	24@ 3.85 A	(4)
5	K <sub>T</sub>	Relación entre par motor e intensidad	[-]	2.38	2.2	2.6	(5)
6	F.e.m	Fuerza electromotriz inducida	[V]	150	282.84	118.39	(6)
7	K <sub>V</sub>	Relación entre la tensión inducida y la velocidad angular	[-]	2.38	3.2	2.98	(7)

(1) La inducción magnética en el entrehierro presenta un error de un 3.03 % tomando como referencia el del cálculo analítico. En la tabla 7 el valor indicado fue medido sobre un estator sin ranuras.

(2) El error obtenido con el cálculo analítico es 3.385% y el error de las simulaciones en Maxwell 115.38%

(3) R error 22.134%

(4) Para comparar el par motor será necesario comparar la constante, K<sub>T</sub>.

(5) La relación entre el par y la intensidad a la que se produce dicho par se le conoce como relación de par-intensidad, K<sub>T</sub>. Para su cálculo y posterior comparación en las mismas condiciones se ha considerado el par de una fase, ya que el valor que se ha obtenido en los tres casos ha sido el par trifásico y la intensidad se ha considerado la intensidad eficaz que circula por una espira. De modo que se ha obtenido un error de 8.46% para el caso del cálculo analítico y un error de 15.38% en las simulaciones de elementos finitos.

(6) De igual modo que sucede en (4) para comparar las fuerzas electromotrices fue necesario hacer uso de la constante K<sub>V</sub> que relaciona la fem con la velocidad angular a la que gira el motor de flujo axial para inducir dicha fem.

(7) En la constante  $K_V$  se ha considerado la tensión de fase. En este caso los errores cometidos respecto a los ensayos son los siguientes: 17.93% en los cálculos analíticos y 10.34% un en las simulaciones realizadas en Maxwell.

## 8. CONCLUSIONES Y LÍNEAS FUTURAS

En este Trabajo Fin de Grado se han abordado las principales fases del diseño de un motor de imanes permanente de flujo axial. Se comienza con el diseño analítico de un motor de imanes permanentes convencional de flujo radial, modificando posteriormente algunas de las ecuaciones para adaptarlas al motor de flujo axial. En la siguiente fase se realizó la simulación mediante elementos finitos, que es una herramienta imprescindible en el diseño de máquinas eléctricas. Por último, se acometió el montaje y ensayo de un prototipo, para lo que se contó con material existente en el departamento de Ingeniería Eléctrica. De las tres fases acometidas la que presentó mayor dificultad fue la experimental debido a la inevitable presencia de errores, principalmente mecánicos, no previstos, los cuales pueden hacer fracasar a un esmerado diseño teórico. El diseño de máquinas eléctricas requiere no solo de conocimientos eléctricos sino también mecánicos que permitan predecir los esfuerzos y deformaciones estructurales.

Se considera que los resultados experimentales, si bien contienen algunos errores, son satisfactorios teniendo en cuenta las dificultades que cualquier montaje de este tipo conlleva.

El aspecto de vibraciones mecánicas solo se ha tocado de forma superficial, aunque ha quedado de manifiesto la importancia de ciertos factores como el nivel de saturación del material magnético o la relación entre número de imanes y de ranuras en la generación de esfuerzos radiales no compensados que se traducen en vibraciones mecánicas.

En este TFG se ha considerado que el motor es alimentado por una fuente ideal de corriente, aunque en la práctica la alimentación procede de un variador de frecuencia con control vectorial. Este es uno de los aspectos no considerados y que pudiera ser objeto de un futuro trabajo.

Otra interesante línea futura es la integración de los circuitos electrónicos de control en la simulación mediante elementos finitos.



## Bibliografía

- [1] Duane C. Hanselman; 1994. "Brushless Permanent-Magnet Motor Design". Mc Graw Hill.
- [2] Jesús Fraile Mora; 2015. "Máquinas Eléctricas", 7º Edición.
- [3] Dr. Duane C. Hanselman; 2003. "Brushless Permanent-Magnet Motor Design", Second Edition
- [4] ANSYS 2010. "User's Guide Maxwell 3D"
- [5] M.Kostenko y L.Piotrovsky; 1968. "Máquinas Eléctricas 1", Montaner y Simon, S.A.
- [6] M.Kostenko y L.Piotrovsky 1968. "Máquinas Eléctricas 2", Montaner y Simon, S.A.
- [7] Jacek F.Gieras, Rong-Jie Wang, Maarten J.Kamper. "Axial Flux Permanent Magnet Brushless Machines", Second Edition, Springer.

# PLANOS

# LISTA DE PLANOS

TRABAJO FIN  
DE GRADO:

## DISEÑO DE UN MOTOR DE FLUJO AXIAL DE IMANES PERMANENTES

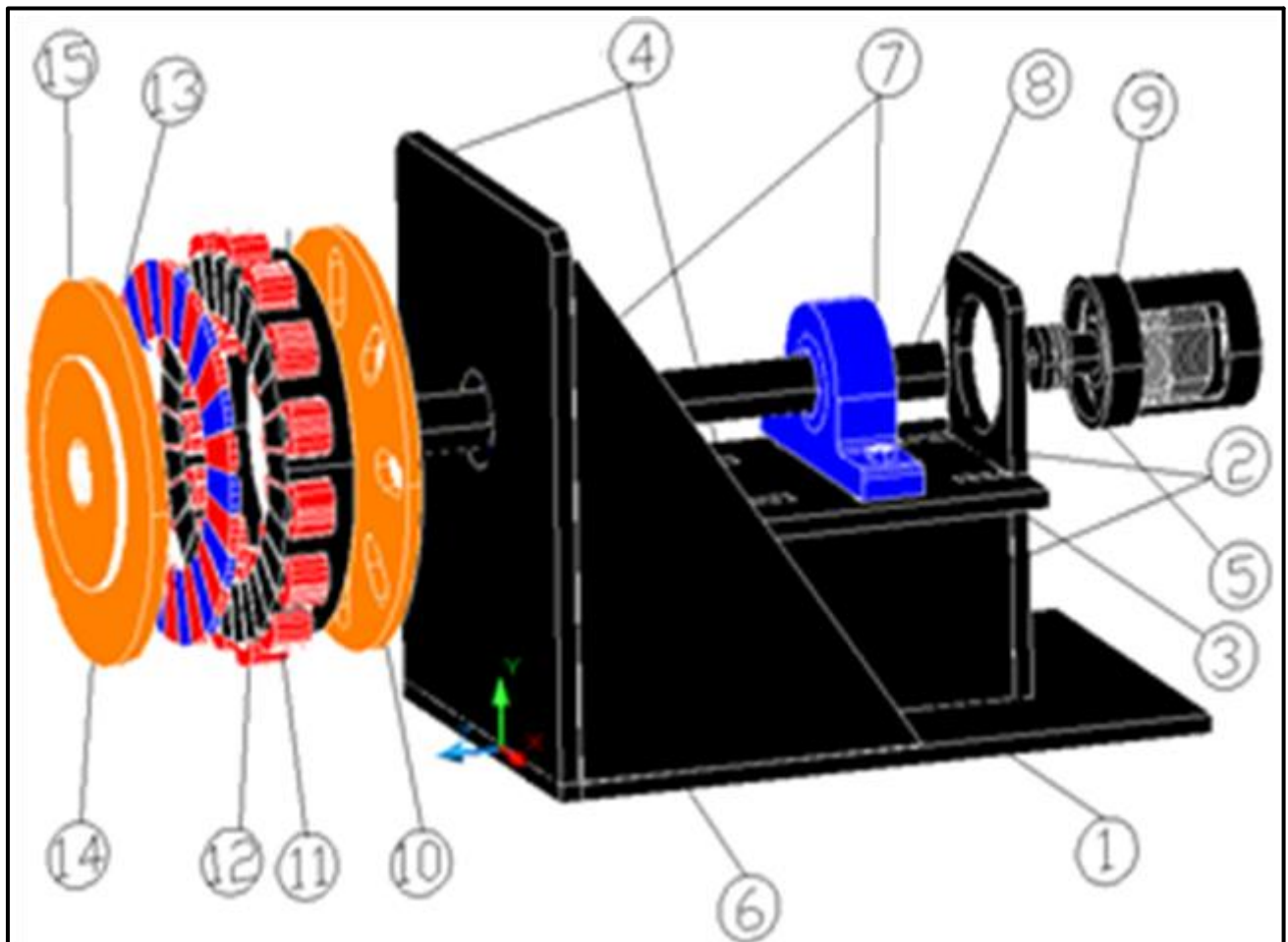
Rev.

Fecha

0

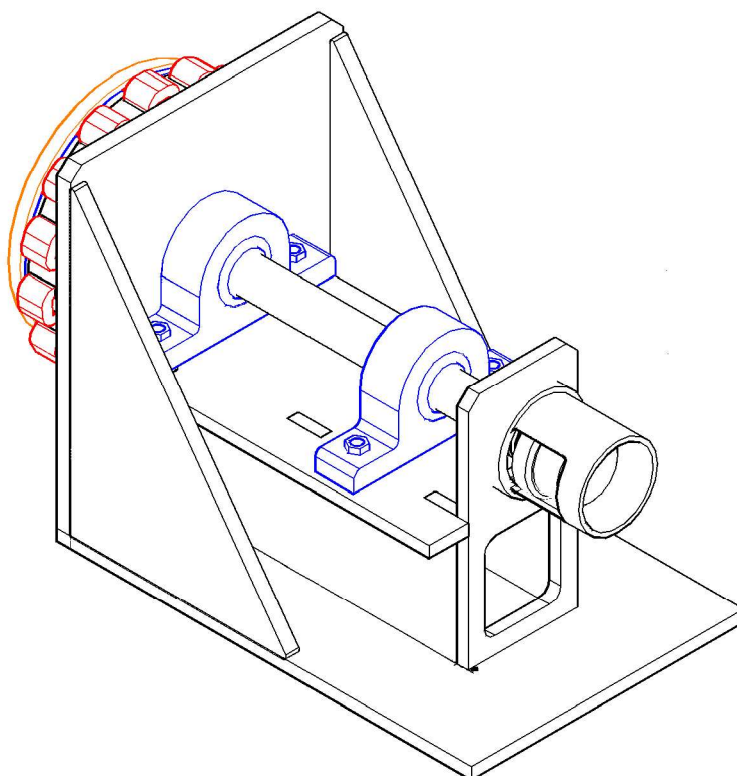
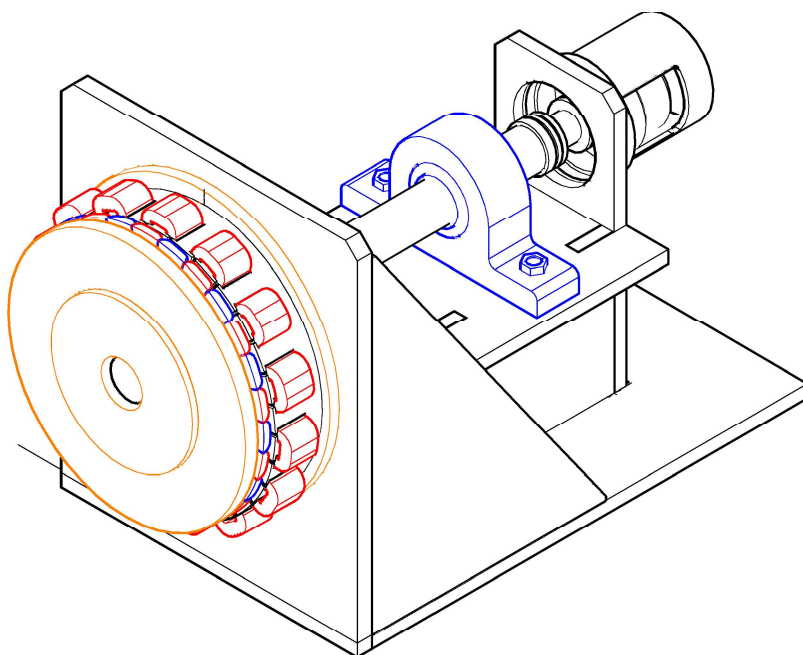
05/12/2016


Pos.	Número de plano	Nº Hojas	Rev.	Título
1	PLN-01	1	0	CONJUNTO
2	PLN-02	1	0	VISTA COMPLETA
3	PLN-03	1	0	BASE BANCADA
4	PLN-04	1	0	TABIQUES LATERALES
5	PLN-05	1	0	PLACA BASE SUPERIOR
6	PLN-06	1	0	ESCUADRA LATERAL
7	PLN-07	1	0	PLACA TRASERA
8	PLN-08	1	0	PLACA FRONTAL
9	PLN-09	1	0	RODAMIENTO
10	PLN-10	1	0	EJE
11	PLN-11	1	0	ACOPLAMIENTO ENCODER
12	PLN-12	1	0	PLACA TRASERA ESTATOR
13	PLN-13	1	0	CHAPAS ESTATOR
14	PLN-14	1	0	ESTATOR
15	PLN-15	1	0	IMANES
16	PLN-16	1	0	GEOMETRÍA IMANES
17	PLN-17	1	0	ROTOR
18	PLN-18	1	0	BRIDA-ROTOR
19	PLN-19	1	0	CONJUNTO MOTOR
20				
21				

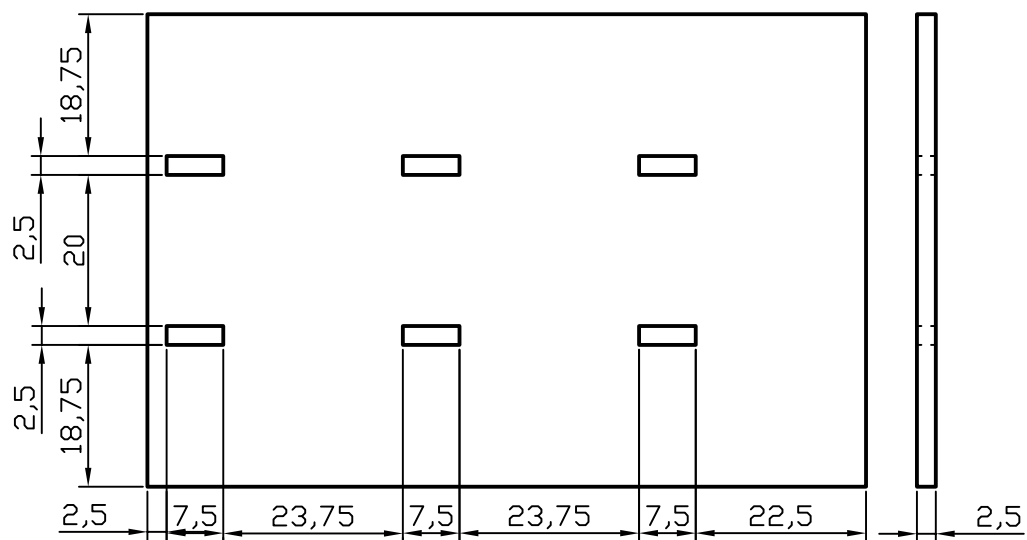



15	1	Rotor	Plano despiece N°17	Acero al carbono St-37
14	1	Brida	Plano despiece N°18	Acero al carbono St-37
13	28/22	Imanes	Plano despiece N°15	Neodimio N35H
12	60	Chapas estator	Plano despiece N°13	M270-50A
11	1	Estator	Plano despiece N°14	M270-50A
10	1	Placa Trasera Estator	Plano despiece N°12	Acero al carbono St-37
9	1	Acoplamiento Encoder	Plano despiece N°11	Aluminio
8	1	Eje	Plano despiece N°10	Acero
7	2	Rodamiento	Plano despiece N°9	---
6	1	Placa Frontal	Plano despiece N°8	Acero al carbono St-37
5	1	Placa Trasera	Plano despiece N°7	Acero al carbono St-37
4	2	Escuadra Lateral	Plano despiece N°6	Acero al carbono St-37
3	1	Placa Base Superior	Plano despiece N°5	Acero al carbono St-37
2	2	Tabiques laterales	Plano despiece N°4	Acero al carbono St-37
1	1	Base Bancada	Plano despiece N°3	Acero al carbono F-127
Marca	Cantidad	Denominación	Referencia	Material

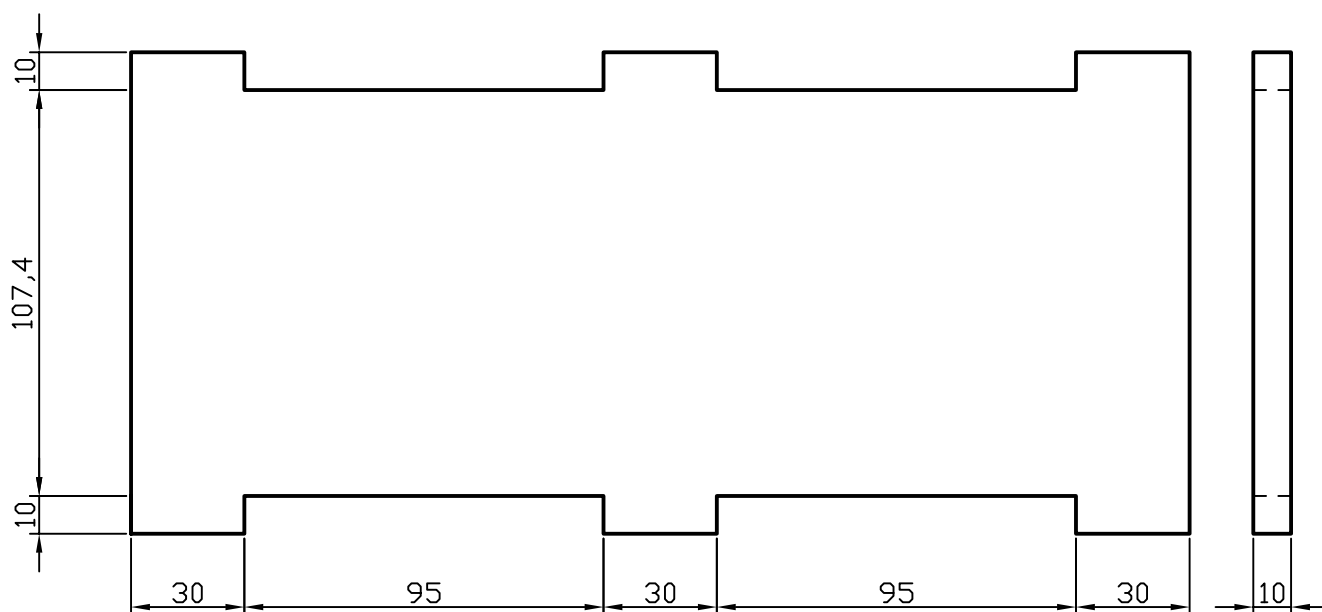
--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--



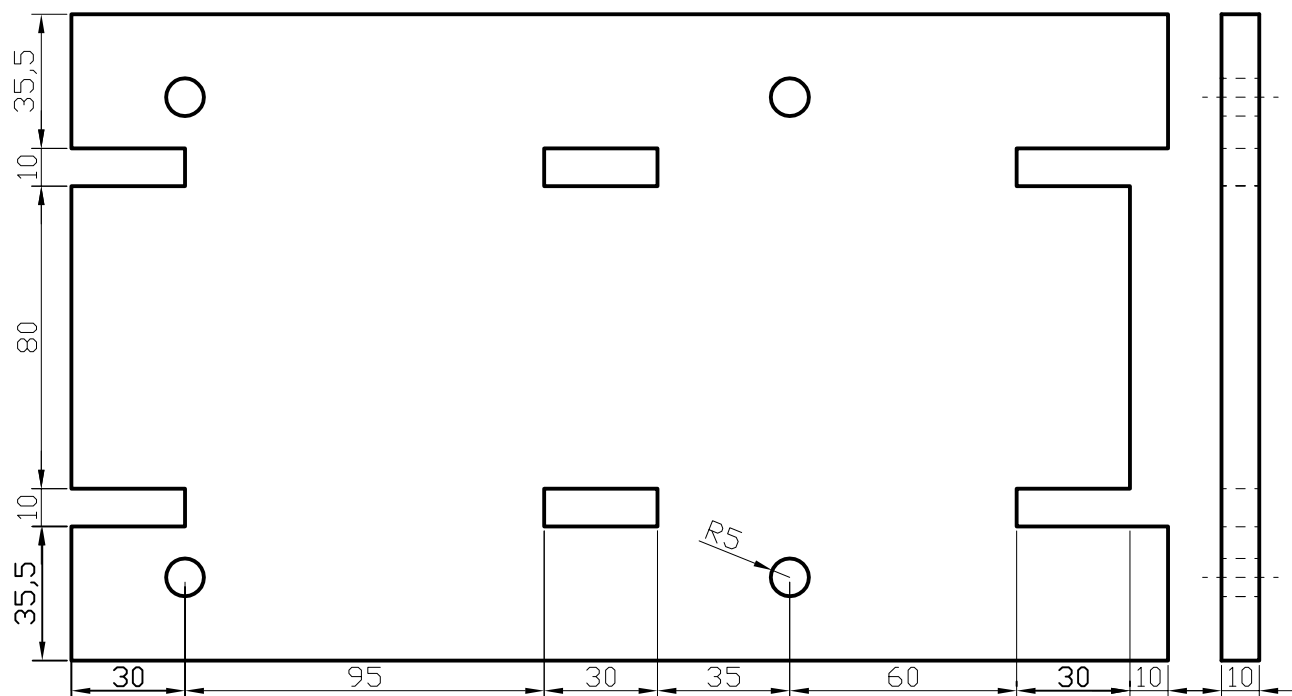
	Fecha	Nombre		Escuela Técnica Superior de Ingeniería de Sevilla
Dibujado	05/11/16	A.Simón		
Comprob.				
Norma				
Escala	Vista completa			Número de plano: 2
--				
				




	Fecha	Nombre		Escuela Técnica Superior de Ingeniería de Sevilla
Dibujado	05/11/16	A.Simón		
Comprob.				
Norma				
Escala 1:4	Base bancada			Número de plano: 3
				

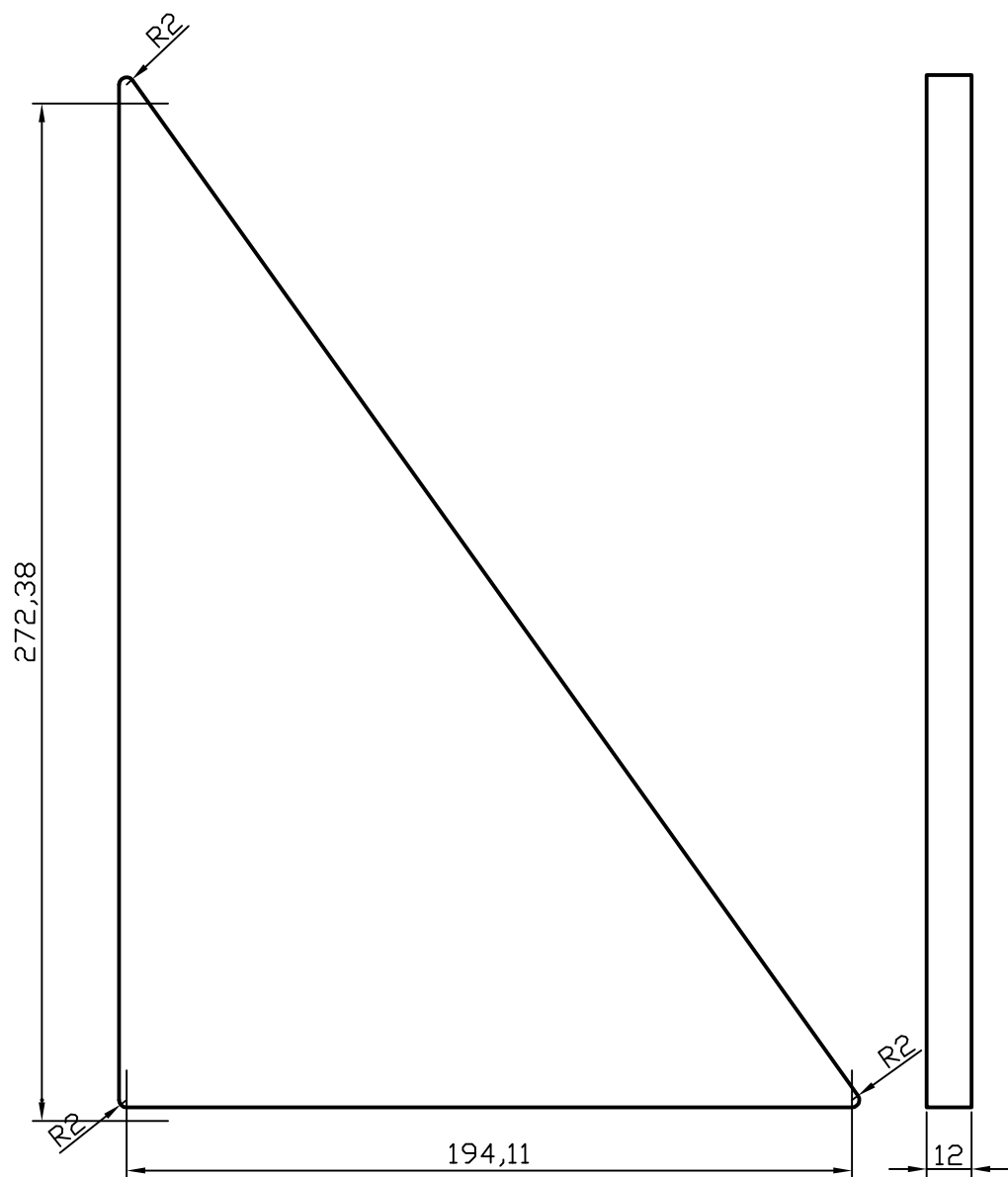



	Fecha	Nombre		Escuela Técnica Superior de Ingeniería de Sevilla
Dibujado	05/11/16	A.Simón		
Comprob.				
Norma				
Escala 1:2	Tabiques laterales			Número de plano: 4
				

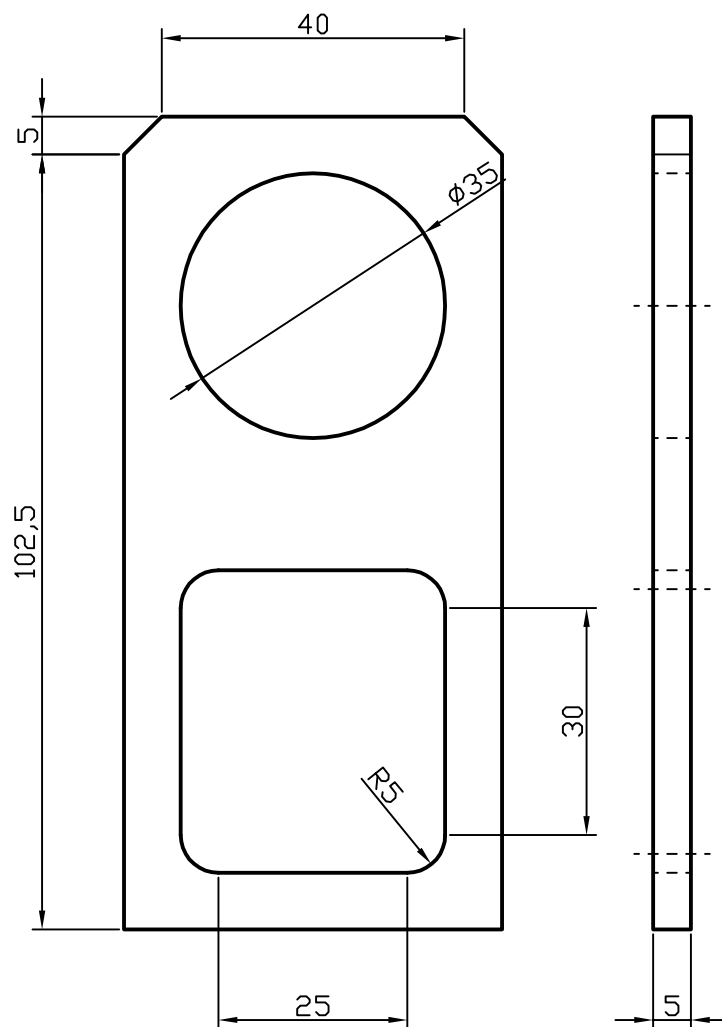



	Fecha	Nombre		Escuela Técnica Superior de Ingeniería de Sevilla
Dibujado	05/11/16	A.Simón		
Comprob.				
Norma				
Escala 1:2	Placa base superior			Número de plano: 5
				

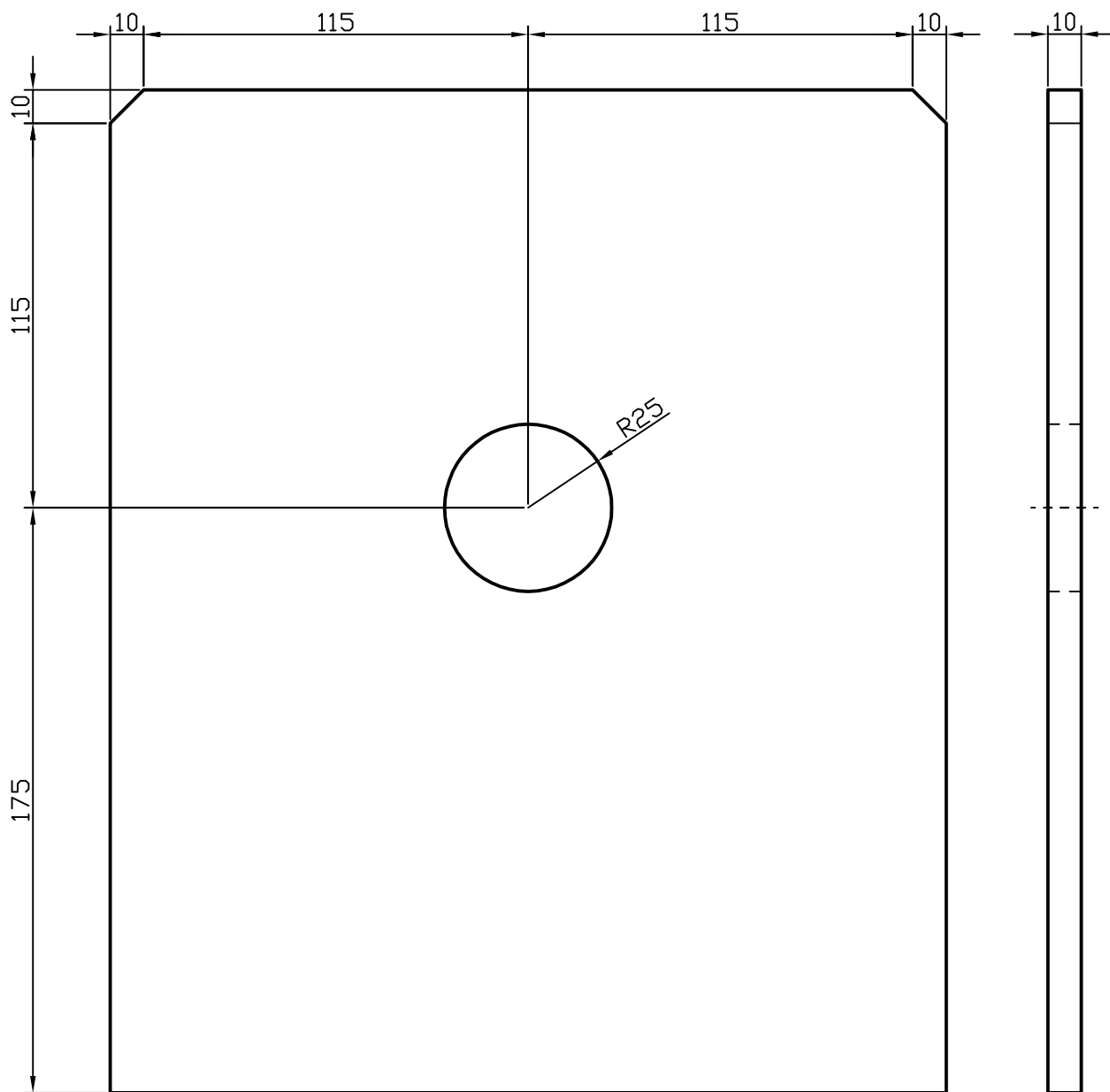





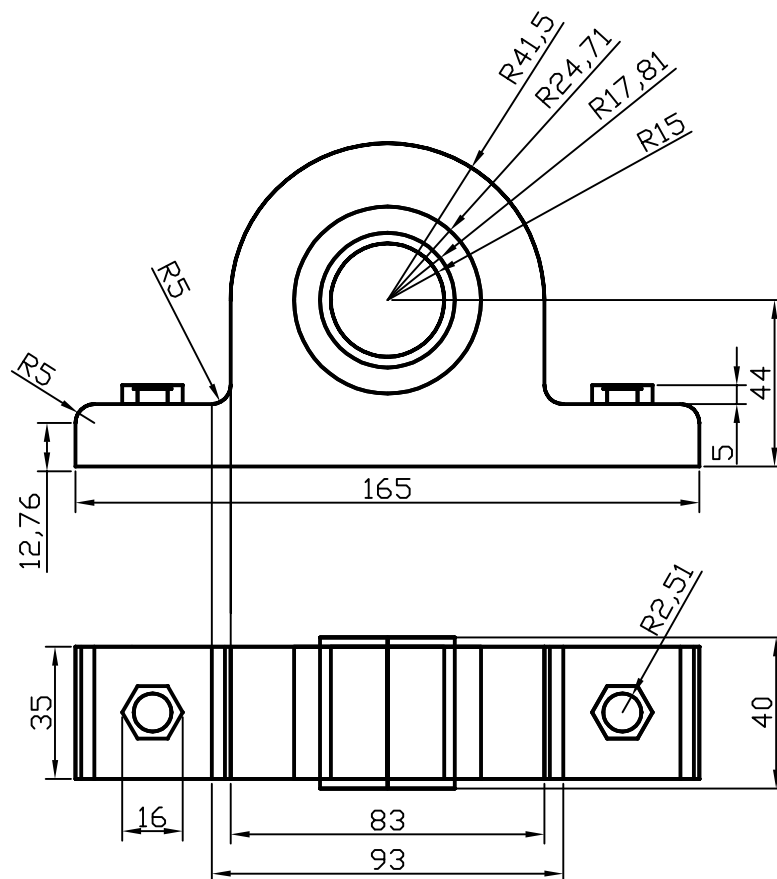
	Fecha	Nombre		Escuela Técnica Superior de Ingeniería de Sevilla
Dibujado	05/11/16	A.Simón		
Comprob.				
Norma				
Escala 1:2	Escuadra lateral			Número de plano: 6
				




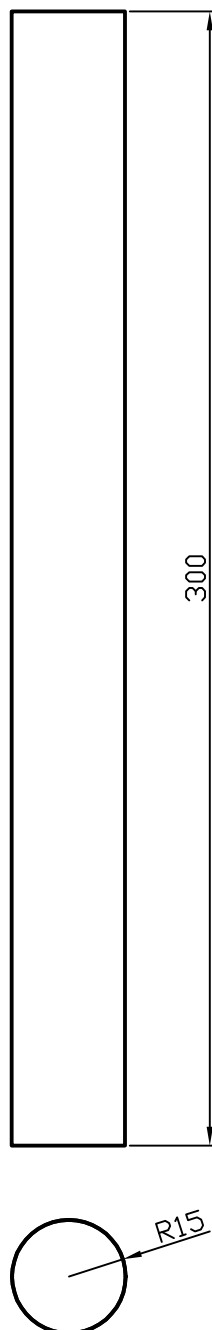
	Fecha	Nombre		Escuela Técnica Superior de Ingeniería de Sevilla
Dibujado	05/11/16	A.Simón		
Comprob.				
Norma				
Escala 1:2	Placa trasera			Número de plano: 7
				




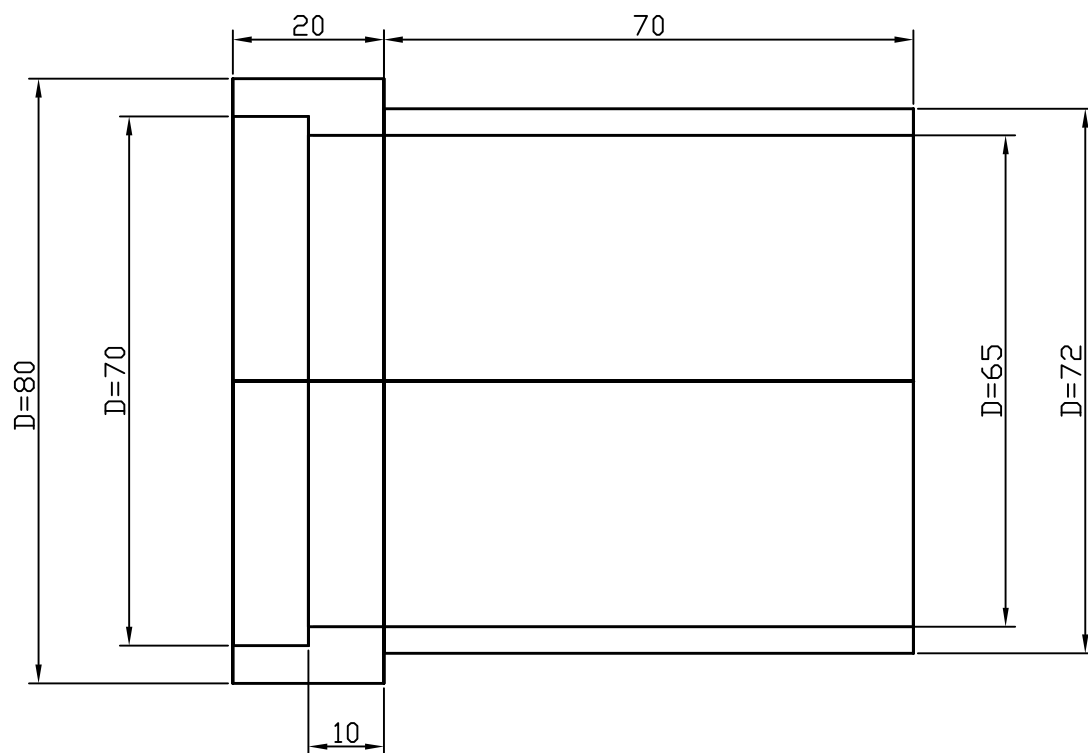
	Fecha	Nombre		Escuela Técnica Superior de Ingeniería de Sevilla
Dibujado	05/11/16	A.Simón		
Comprob.				
Norma				
Escala 1:2	Placa frontal			Número de plano: 8
				




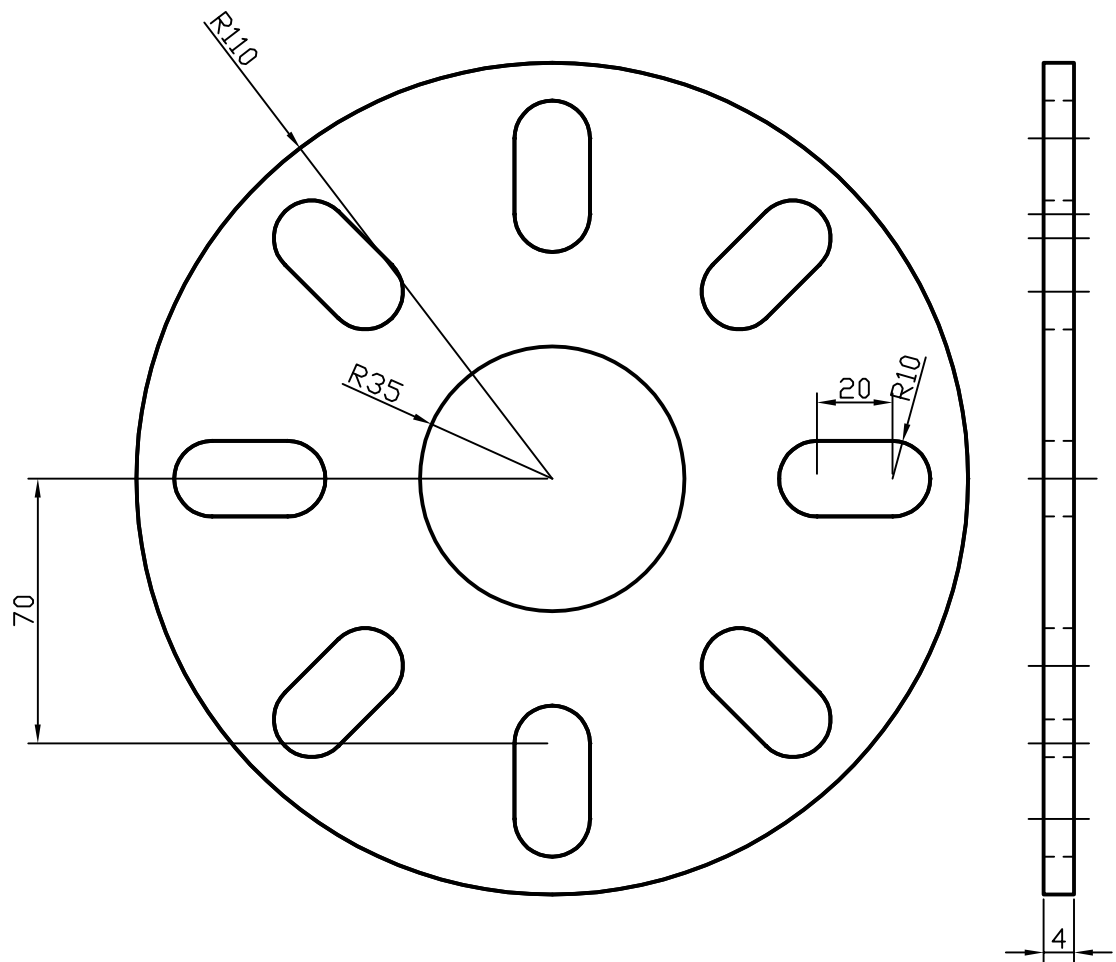
	Fecha	Nombre		Escuela Técnica Superior de Ingeniería de Sevilla
Dibujado	05/11/16	A.Simón		
Comprob.				
Norma				
Escala 1:2	Rodamiento			Número de plano: 9
				




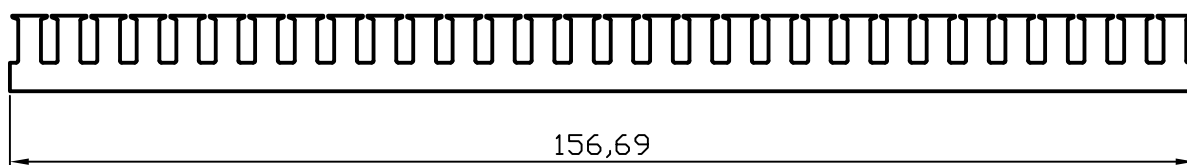
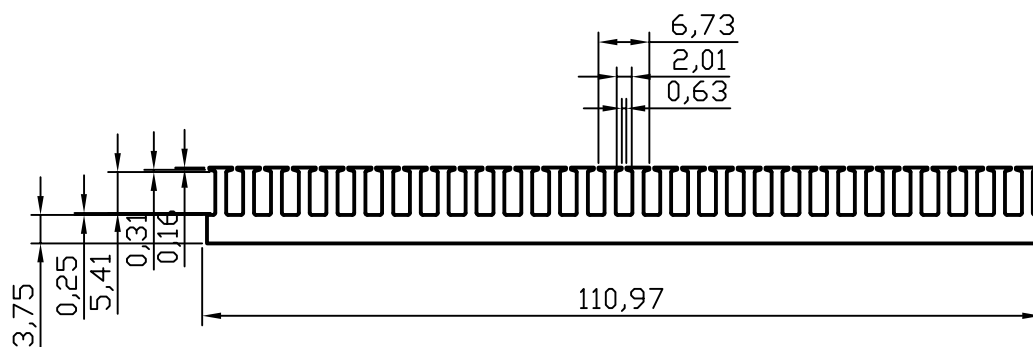
	Fecha	Nombre		Escuela Técnica Superior de Ingeniería de Sevilla
Dibujado	05/11/16	A.Simón		
Comprob.				
Norma				
Escala 1:2	Eje			Número de plano: 10
				




	Fecha	Nombre		Escuela Técnica Superior de Ingeniería de Sevilla
Dibujado	05/11/16	A.Simón		
Comprob.				
Norma				
Escala 1:1	Acoplamiento encoder			Número de plano: 11
				

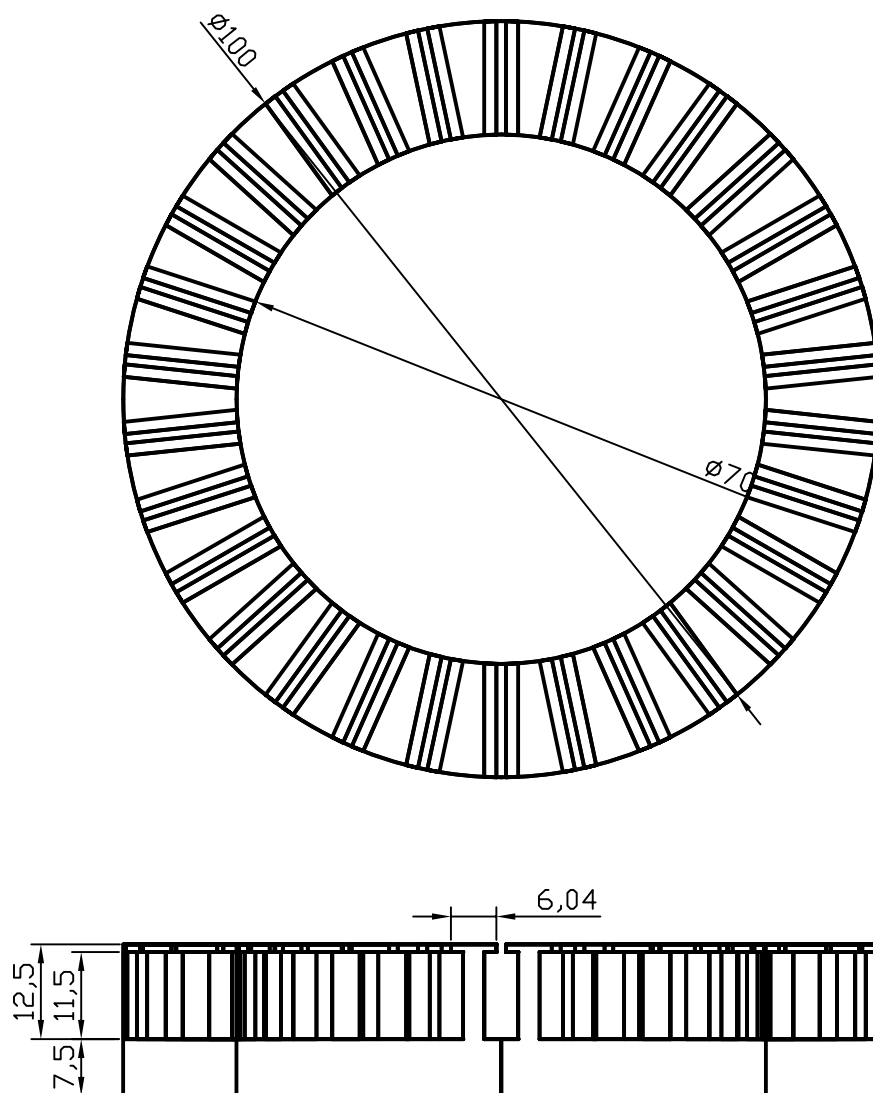



	Fecha	Nombre		Escuela Técnica Superior de Ingeniería de Sevilla
Dibujado	05/11/16	A.Simón		
Comprob.				
Norma				
Escala 1:2	Chapas trasera estator			Número de plano: 12
				

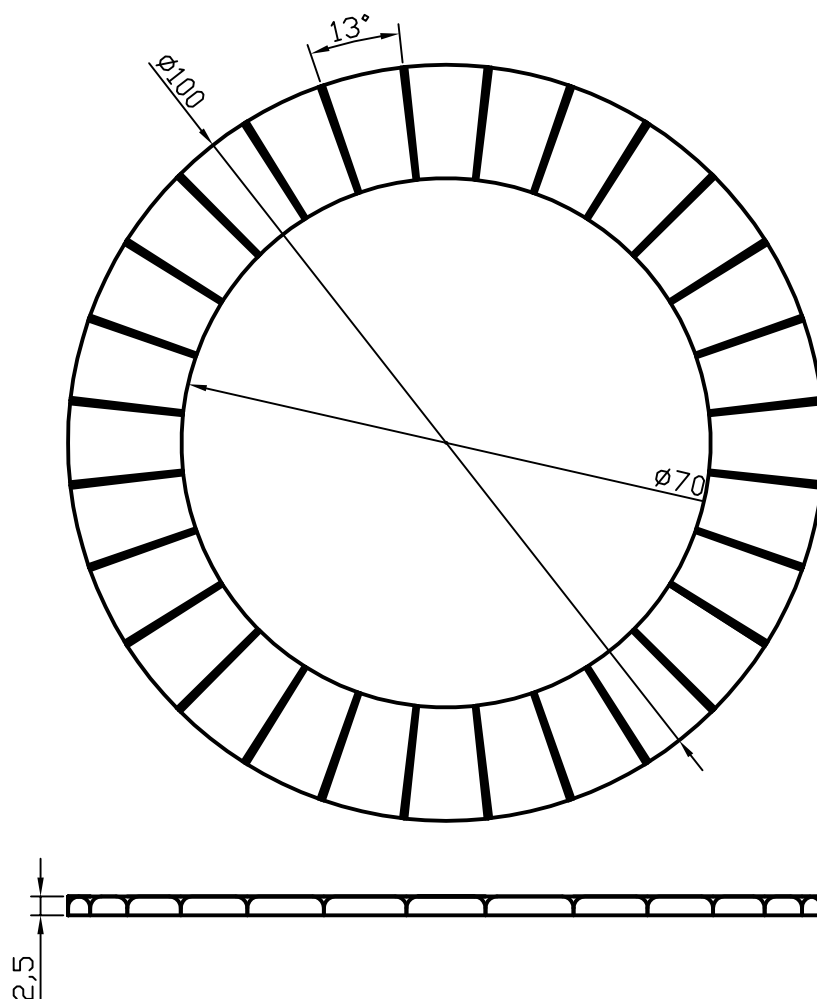



	Fecha	Nombre		Escuela Técnica Superior de Ingeniería de Sevilla
Dibujado	05/11/16	A.Simón		
Comprob.				
Norma				
Escala 1:4	Chapas estator			Número de plano: 13
				

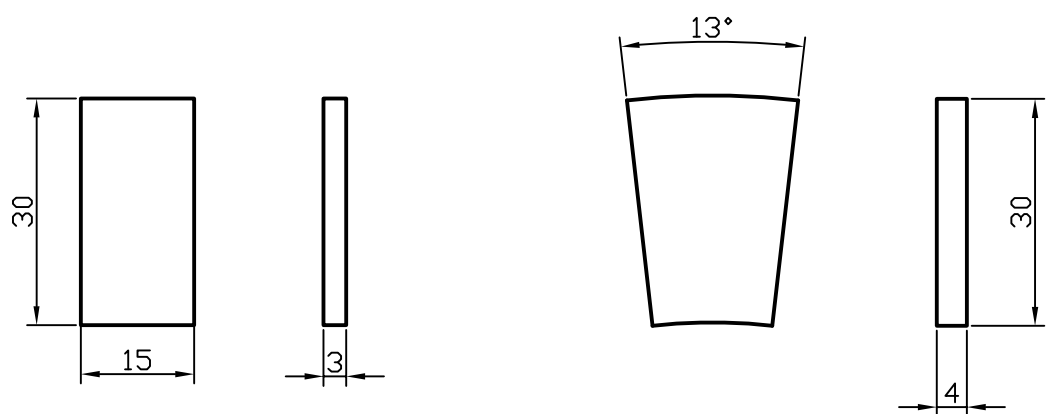




	Fecha	Nombre		Escuela Técnica Superior de Ingeniería de Sevilla
Dibujado	05/11/16	A.Simón		
Comprob.				
Norma				
Escala 1:2	Estator			Número de plano: 14
				




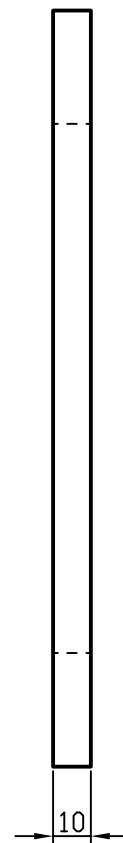
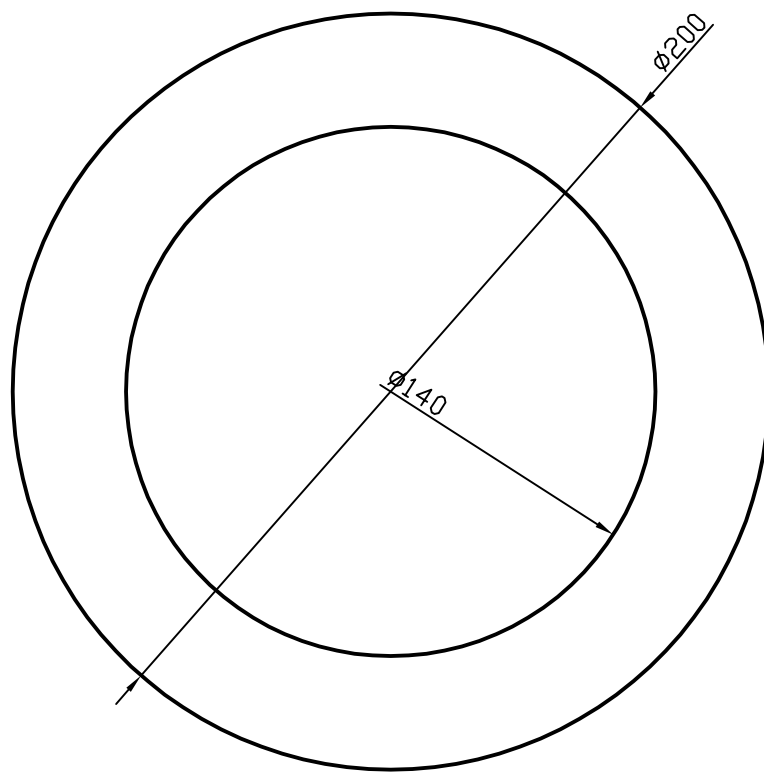
	Fecha	Nombre		Escuela Técnica Superior de Ingeniería de Sevilla
Dibujado	05/11/16	A.Simón		
Comprob.				
Norma				
Escala 1:2	Imanes			Número de plano: 15
				




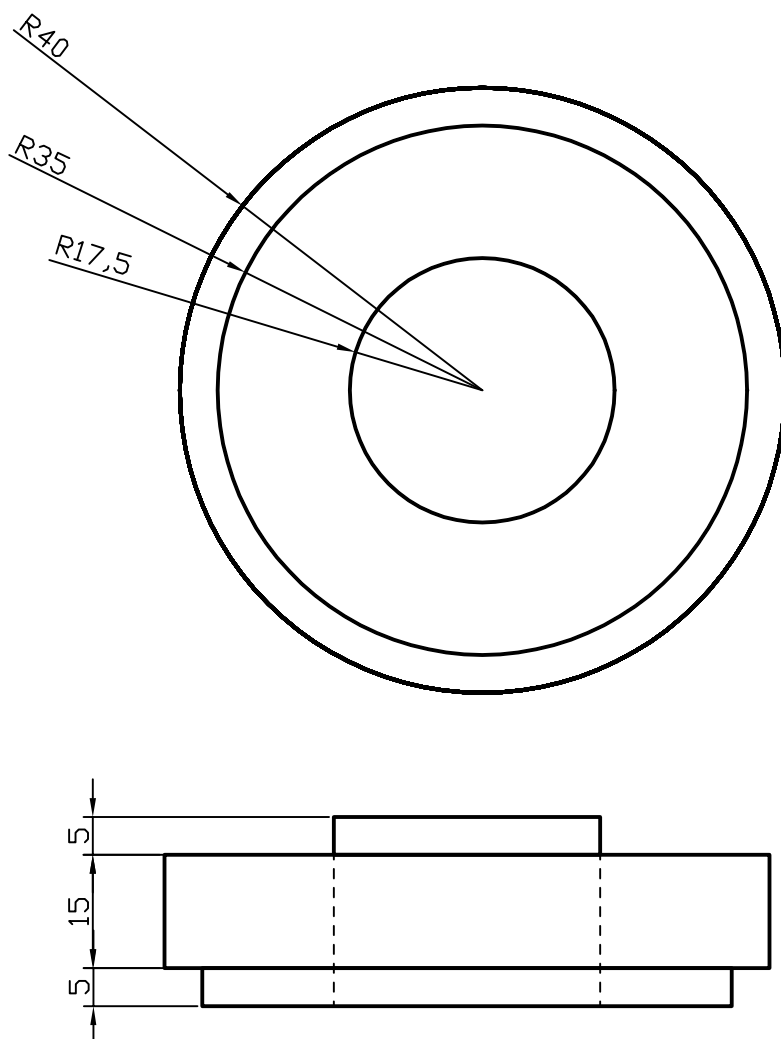
Configuración  
de 22 imanes


Configuración  
de 28 imanes

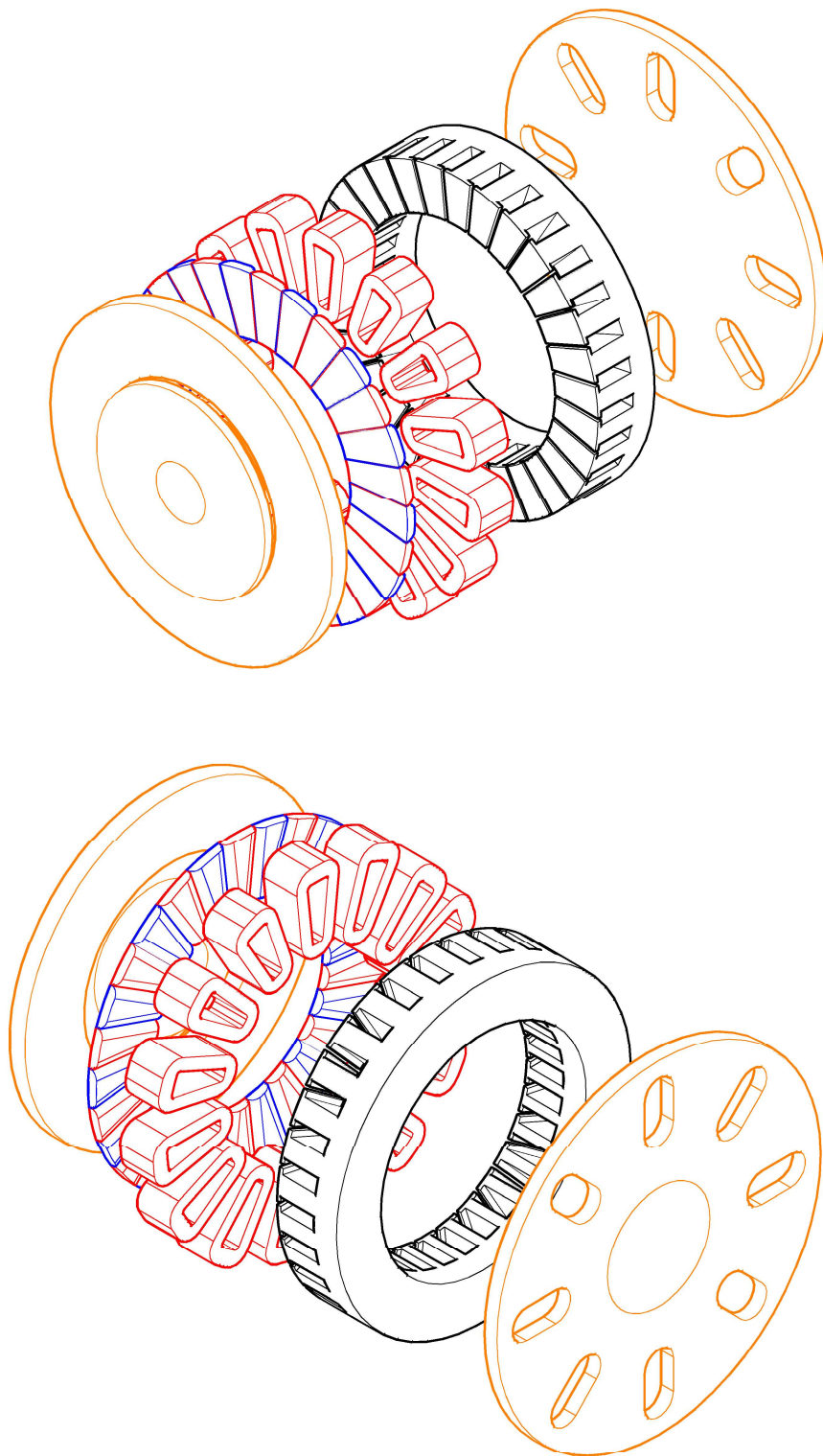
	Fecha	Nombre		Escuela Técnica Superior de Ingeniería de Sevilla
Dibujado	05/11/16	A.Simón		
Comprob.				
Norma				
Escala 1:1	Geometría Imanes			Número de plano: 16
				



	Fecha	Nombre		Escuela Técnica Superior de Ingeniería de Sevilla
Dibujado	05/11/16	A.Simón		
Comprob.				
Norma				
Escala 1:2 	Rotor			Número de plano: 17



	Fecha	Nombre		Escuela Técnica Superior de Ingeniería de Sevilla
Dibujado	05/11/16	A.Simón		
Comprob.				
Norma				
Escala 1:1	Brida-Rotor			Número de plano: 18
				



	Fecha	Nombre		Escuela Técnica Superior de Ingeniería de Sevilla
Dibujado	06/11/10	A.Simón		
Comprob.				
Norma				
Escala =	Conjunto motor			Número de plano: 19

**PRESUPUESTO**

# PRESUPUESTO ESTIMADO

CAPÍTULO Nº	CANTIDAD	CONCEPTO	PRECIO UNITARIO (€)	TOTAL (€)
		ESTATOR		
1	1	SUMINISTRO DE CHAPA MAGNÉTICA DE 1000 x 300mm.....	30	30
2	60	CORTE MEDIANTE LÁSER DE LAS CHAPAS MAGNÉTICAS.....	3.83	230
3	60	MONTAJE DE CHAPAS MAGNÉTICAS Y SOLDADURA.....	6.67	400.20
		ROTOR		
4	1	MATERIAL DEL DISCO ROTOR.....	15	15
5	1	MECANIZADO DEL ROTOR.....	20	20
		BANCADA		
6	1	MATERIAL Y CORTE MEDIANTE LÁSER DE BASE BANCADA.....	15	15
7	2	MATERIAL Y CORTE MEDIANTE LÁSER DE LOS TABIQUES LATERALES.....	4.20	8.40
8	1	MATERIAL Y CORTE MEDIANTE LÁSER DE PLACA BASE SUPERIOR.....	8.70	8.70
9	2	MATERIAL Y CORTE MEDIANTE LÁSER DE ESCUADRAS LATERALES.....	4.50	9
10	1	MATERIAL Y CORTE MEDIANTE LÁSER DE PLACA TRASERA.....	5.10	5.10
11	1	MATERIAL Y CORTE MEDIANTE LÁSER DE PLACA FRONTAL.....	12.85	12.85
12	1	MATERIAL ,CORTE Y MECANIZADO DEL EJE.....	22	22
13	2	RODAMIENTOS.....	14	28
14	1	MONTAJE, SOLDADURA Y PINTURA DE BANCADA COMPLETA.....	680	680
		ENCODER		
15	1	MATERIAL Y MECANIZADO DE ACOPLAMIENTO ENCODER-EJE.....	30	30
16	1	CARCASA DE ALUMINIO DEL ENCODER.....	680	680



# PRESUPUESTO ESTIMADO

CAPÍTULO Nº	CANTIDAD	CONCEPTO	PRECIO UNITARIO (€)	TOTAL (€)
		BOBINADO		
17	2	CONDUCTOR DE COBRE DIÁMETRO 0.4 mm.....	6	12
18	1	FABRICACIÓN DEL BOBINADO.....	350	350
		IMANES		
19	30	BLOQUE NEODIOMIO 30x15x4.....	6	180
20	30	CORTE SEGÚN PLANO.....	9.34	280.20
21	1	PLANTILLA IMANES.....	12.80	12.80
		OTROS		
22	1	BRIDA- ROTOR.....	9	9
23	2	ACOPLAMIENTOS ELÁSTICOS ENTRE EL MEDIDOR DE PAR CON MOTOR DE FLUJO AXIAL Y MOTOR-FRENO.....	90	180
24	1	MATERIAL Y CORTE MEDIANTE LÁSER DE PLACA TRASERA ESTATOR.....	8	8
25	1	FABRICACIÓN BANCADA-MOTOR-FRENO.....	380	380
26	1	TORNILLERÍA.....	50	50
		IMPORTE TOTAL.....	3656.26	